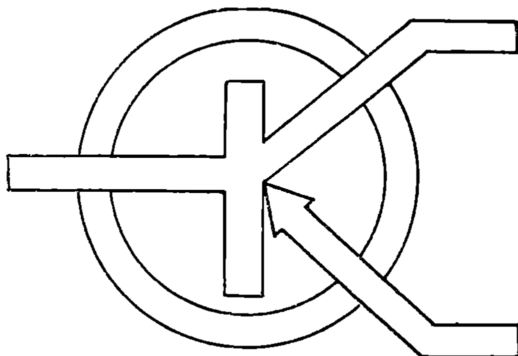


E. DAMACHI A. TUNSOIU L. DOBOŞ N. TOMESCU

ELECTRONICĂ

MINISTERUL EDUCAŢIEI ŞI ÎNVĂŢĂMÎNTULUI



E. DAMACHI
L. DOBOŞ
A. TUNSOIU
N. TOMESCU

ELECTRONICĂ



Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti

Referent științific : conf. dr. ing. **GH. MAXIM**

Redactor : ing. *Cornelia Blaga*
Tehnoredactor : *Ana Țimpău*
Grafician : *Victor Wegeman*

PREFAȚĂ

Lucrarea **Electronică** prezintă noțiunile de bază necesare pentru însușirea funcționării dispozitivelor și circuitelor electronice utilizate curent în electronica industrială.

Lucrarea este alcătuită din trei părți :

— dispozitive electronice (cap. 1 și 2) ;

— circuite electronice de bază (cap. 3—6) ;

— circuite speciale utilizate în energetică și automatizări.

Prima parte este consacrată descrierii funcționării și caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare folosite în etapa actuală : diode, tranzistoare bipolare și tranzistoare cu efect de cîmp, tiristoare, dispozitive optoelectronice etc.

În partea a doua se tratează circuitele electronice de bază : amplificatoare, oscilatoare, circuite de impulsuri, circuite logice și de interfață etc.

În ultima parte se prezintă circuitele de redresare (redresoare necomandate și comandate) invertoarele, convertoarele de tensiune continuă, convertoarele de frecvență și unele circuite utilizate în automatizări : stabilizatoarele de tensiune, releele și contactoarele electronice.

Lucrarea este destinată studenților cu specialitatea energetică din institutele politehnice, fiind utilă și studenților altor facultăți cu profil electric. Ea a fost elaborată de un colectiv al catedrei de *Electronică aplicată* a *Institutului Politehnic București*, după cum urmează :

— conf. dr. ing. **Emil Damachi** : capitolele 1, 7 și 8 și paragrafele 2.6—2.8 din capitolul 2 ;

— șef lucrări ing. **Aurelia Tunsoiu** : capitolul 2, paragrafele 2.1—2.5 și capitolul 9 ;

— șef lucrări ing. **Laszlo Doboș** : capitolele 4, 5 și 6 ;

— asistent ing. **Nicolae Tomescu** : capitolul 3.

CUPRINS

CAPITOLUL 1

NOŢIUNI INTRODUCTIVE

1.1. INTRODUCERE

Electronica *este domeniul ştiinţei şi tehnicii care se ocupă cu studiul şi aplicaţiile fenomenelor legate de mişcarea purtătorilor de sarcină electrică în solide, în vid şi în gaze rarefiate.*

Electronica s-a constituit ca domeniu independent la începutul secolului XX, după realizarea primelor tuburi electronice cu vid, folosite ca amplificatoare şi oscilatoare (trioda-1906, tetroda-1919, pentoda-1928 etc.). Începînd din deceniul al treilea, s-au realizat şi tuburile cu gaz, care au permis să se dezvolte rapid aplicaţiile electronicii în energetică (invertoare, convertoare, contactoare statice etc.).

O etapă nouă în dezvoltarea electronicii o reprezintă folosirea dispozitivelor semiconductoare, după obţinerea primul tranzistor bipolar în 1948 (Bardeen, Brattain şi Shockley). În anii 1952—53 se pune la punct tranzistorul cu efect de cîmp cu joncţiune (Shockley-Pearson). În 1953 se inventează tranzistorul unijoncţiune (Lask), iar în 1956—58 se realizează primele tipuri de tiristoare (Moll, Tanenbaum şi alţii), care înlocuiesc cu succes tuburile cu gaz cu electrod de comandă în diferitele lor aplicaţii. În prezent se cunoaşte o gamă foarte variată de dispozitive semiconductoare, care au reuşit să înlocuiască tuburile electronice cu vid şi cu gaz aproape în toate domeniile lor de utilizare. Prezentînd performanţe comparabile cu ale tuburilor electronice, dispozitivele semiconductoare au gabarit mic, greutate redusă, durată de funcţionare considerabil mărită (datorită lipsei filamentului incandescent) şi consum de energie mult mai mic. Ele permit miniaturizarea aparaturii electronice, în special prin introducerea tehnicii circuitelor integrate.

Dezvoltarea electronicii prezintă astăzi o importanţă deosebită pentru realizarea progresului tehnic, în special în direcţia automatizării producţiei şi a ciberneticii tehnice.

Electronica are două părți importante :

— *electronica fizică,* care se ocupă cu studiul teoretic și experimental al fenomenelor legate de mișcarea particulelor încărcate prin diferite medii și principiile de construcție și funcționare a elementelor electronice bazate pe aceste fenomene ;

— *electronica tehnică (aplicată),* care se ocupă cu teoria și practica utilizării dispozitivelor electronice și a circuitelor construite cu aceste elemente în diferite domenii de activitate. După domeniile de aplicare, se pot deosebi : radioelectronica (radiocomunicațiile, radiolocația, televiziunea etc.), electronica industrială, electronica medicală, electronica nucleară etc.

În limitele ramurilor menționate, s-au conturat în ultimele două decenii și anumite domenii mai înguste de dezvoltare. Astfel, în electronica industrială se pot deosebi :

— electronica informațională, care se ocupă cu problemele obținerii, transmiterii, păstrării și utilizării informațiilor în vederea efectuării unor măsurări, a reglării și controlului automat al desfășurării unor procese de producție etc. ;

— electronica energetică, care se ocupă cu problemele conversiunii energiei electrice cu ajutorul dispozitivelor și circuitelor electronice ;

— electronica tehnologică, care cuprinde aparatele și instalațiile utilizate direct pentru realizarea unor procese tehnologice, cum ar fi : încălzirea prin curenți de înaltă frecvență, prelucrarea materialelor cu ultrasunete etc.

În lucrare se acordă întîietate problemelor mai importante ale primelor două domenii de dezvoltare a electronicii industriale.

1.2. DISPOZITIVELE ELECTRONICE ȘI CLASIFICAREA LOR

După caracterul fizic al proceselor ce au loc în interiorul lor, dispozitivele electronice se împart în trei categorii :

— *tuburi electronice cu vid,* în care conducția curentului este condiționată de mișcarea electronilor în vid înaintat ;

— *tuburi electronice cu gaz,* în care conducția curentului este condiționată de mișcarea electronilor în gaze rarefiate ;

— *dispozitive semiconductoare,* în care conducția curentului este condiționată de mișcarea electronilor în medii semiconductoare.

Tuburile electronice cu vid sînt dispozitive la care în spațiul de lucru (izolat de mediul exterior cu ajutorul unui balon de sticlă sau metal) se realizează un vid înaintat, de 10^{-6}—10^{-7} mm Hg, astfel că moleculele de gaz care mai rămîn în interiorul balonului după vidare nu mai exercită practic nici o influență asupra fenomenelor din tub. Un tub cu vid are cel puțin doi electrozi : un catod care emite electroni și un anod care colectează acești electroni (de exemplu, dioda sau tubul fotoelectronic). De cele mai multe ori, între acești electrozi se introduc o serie de electrozi suplimentari, pentru a comanda valoarea curentului anodic (trioda cu vid), pentru a îmbunătăți performanțele tubului (pentoda) sau pentru a forma fascicule înguste de electroni (tubul catodic).

Tuburile cu gaz au, în general, o construcție asemănătoare cu aceea a tuburilor cu vid cu doi sau trei electrozi, dar, după vidare, în balonul acestora se introduce o anumită cantitate de gaz inert (Ne, Ar, Xe etc.) sau vapori de mercur, astfel încît conducția curentului are loc într-un mediu gazos la o presiune ce variază între 10^{-4} și 10^{-2} mm Hg. La procesul de conducție în tuburile cu gaz iau parte, pe lîngă electroni, și ionii moleculelor de gaz din interiorul balonului.

În cazul *dispozitivelor semiconductoare*, fenomenele electronice se petrec fie în volumul semiconductorului (fotorezistența), fie la granița dintre regiuni semiconductoare cu proprietăți diferite (dioda semiconductoare, tranzistorul etc.), fie la contactul dintre un semiconductor și un metal (redresorul uscat cu cuproxid).

În prezenta lucrare se vor studia funcționarea, caracteristicile și aplicațiile dispozitivelor semiconductoare, acestea fiind cele mai răspîndite în etapa actuală.

1.3. CIRCUITE ELECTRONICE. SEMNALE

1.3.1. CIRCUITE ELECTRONICE

Se numesc **circuite electronice** *circuitele care conțin, pe lîngă rezistențe, capacități, inductanțe etc. și elemente electronice.*

Orice aparat sau instalație electronică se poate descompune într-o serie de circuite componente, ținîndu-se seama de funcțiunile îndeplinite de aceste circuite. Folosind în mod convenabil proprietățile și caracteristicile elementelor electronice (care sînt elemente neliniare), circuitele electronice pot îndeplini un număr mare de funcțiuni dintre care amintim :

— *redresarea*, adică transformarea energiei de curent alternativ (de obicei, cu o frecvență joasă) în energie de curent continuu ;

— *inversiunea*, adică transformarea energiei de curent continuu în energie de curent alternativ de frecvență industrială (instalațiile care îndeplinesc această funcție se numesc invertoare) ;

— *conversiunea*, adică transformarea energiei de curent continuu sau de curent alternativ cu anumiți parametri, în energie de aceeași formă dar cu alți parametri (folosind de exemplu, convertoarele de tensiune continuă sau convertoarele de frecvență) ;

— *amplificarea*, adică mărirea nivelului unei tensiuni (sau al unui curent) cu o anumită lege de variație în timp, pe seama energiei furnizate de surse de alimentare separate ;

— *generarea oscilațiilor*, adică producerea oscilațiilor electrice sinusoidale sau nesinusoidale cu frecvențe joase, medii sau înalte ;

— *modulația*, adică variația după o lege oarecare a unuia dintre parametrii unei mărimi electrice periodice, cu scopul transmiterii unei informații ;

— *demodulația* (operația inversă modulației), adică extragerea informației conținute într-o undă modulată ;

— *formarea unor tensiuni de formă specială* din tensiuni sinusoidale sau din tensiuni de altă formă etc.

Fiecare funcţiune de mai sus defineşte o anumită transformare calitativă sau cantitativă a energiei electrice care traversează circuitul de la intrare spre ieşire. În general, un asemenea circuit poate fi conceput ca un cuadripol cu două borne de intrare şi două borne de ieşire.

1.3.2. SEMNALE ELECTRICE

Mărimea electrică (curentul, tensiunea, puterea) *aplicată la intrarea unui circuit electronic se numeşte* **semnal**. Semnalul este redat la ieşire prelucrat într-un anumit mod, care depinde atît de structura internă a cuadripolului, cît şi de caracteristicile elementelor exterioare conectate la bornele de intrare sau de ieșire.

Cel mai simplu semnal periodic este semnalul sinusoidal (fig. 1.1, *a*):

$$f(t) = A\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi), \tag{1.1}$$

în care A este valoarea efectivă, ω — pulsația sau frecvența unghiulară, iar φ — faza inițială.

Semnalele periodice pot avea şi forme oarecare ca, de exemplu, semnalul dreptunghiular (fig. 1.1, *b*), semnalul în dinte de ferăstrău (fig. 1.1, *c*) etc. Aceste semnale pot fi descompuse într-o sumă de oscilații sinusoidale printr-o dezvoltare în serie Fourier. Totalitatea acestor oscilații constituie **spectrul de frecvenţă al semnalului respectiv.** Spectrul semnalului conține o oscilație de frecvență egală cu frecvența de repetiție a semnalului, denumită *componentă fundamentală*, și o serie de oscilații de frecvențe multiple ale frecvenței fundamentale, denumite *armonice*. Spectrul unui semnal periodic oarecare este un spectru discret (fig. 1.2). Semnalele singulare cu durată finită sînt numite semnale impuls (fig. 1.1, *d*). Spectrul semnalului impuls este un spectru continuu.

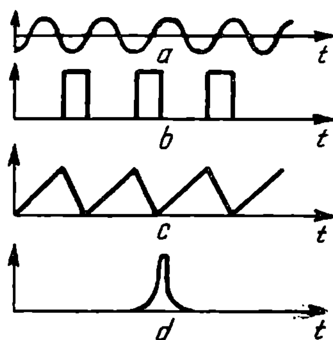


Fig. 1.1. Diferite forme de semnale:

a — semnal sinusoidal $u = U\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi)$; *b* — semnal dreptunghiular; *c* — semnal în dinte de ferăstrău; *d* — semnal în formă de impuls singular.

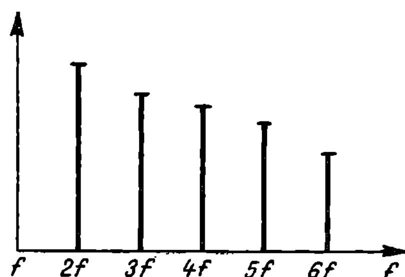


Fig. 1.2. Spectrul unui semnal periodic.

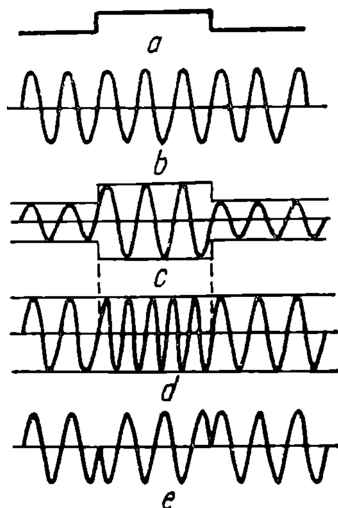


Fig. 1.3. Exemple de modulaţie armonică :

a — semnalul modulator ; *b* — unda purtătoare ; *c* — modulaţia în amplitudine (*MA*) ; *d* — modulaţia în frecvenţă (*MF*) ; *e* — modulaţia în fază (*MP*).

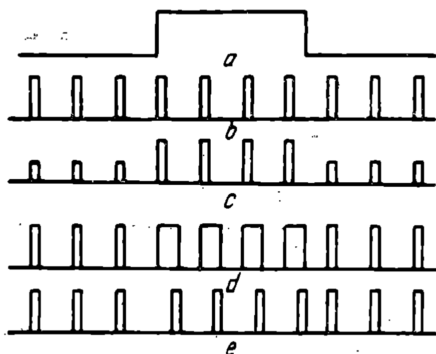


Fig. 1.4. Exemple de modulaţie în impulsuri :

a — semnalul modulator ; *b* — impulsurile purtătoare ; *c* — modulaţie în amplitudine ; *d* — modulaţie în durată ; *e* — modulaţie în poziţie.

În electronică se folosesc pe scară largă şi semnale modulate.

Prin **modulaţie** se înţelege *procesul de modificare a caracteristicilor unei oscilaţii de înaltă frecvenţă în ritmul unui semnal de joasă frecvenţă.* Oscilaţia de frecvenţă înaltă este denumită *purtătoare*, oscilaţia de frecvenţă joasă — *semnal modulator*, iar oscilaţia obţinută în urma procesului de modulaţie — *oscilaţie sau semnal modulat.*

Modulaţia este utilizată în sistemele de transmisiune a informaţiei (sisteme de telecomunicaţii) fie cu scopul de a facilita transmiterea printr-un mediu dat, fie pentru a realiza transmisiuni multiple prin acelaşi canal. În electronică, modulaţia găseşte aplicaţii numeroase, în special în domeniile legate de transmiterea informaţiilor în prezenţa perturbaţiilor.

Oscilaţia (unda) purtătoare utilizată într-un proces de modulaţie poate fi o undă sinusoidală (modulaţie armonică) sau o undă periodică în formă de impulsuri (modulaţie în impulsuri).

În cazul unei purtătoare sinusoidale (fig. 1.3, *b*) de forma (1.1), se pot obţine următoarele tipuri de modulaţie :

— modulaţie de amplitudine (*MA*), atunci cînd amplitudinea purtătoarei A variază în funcţie de mărimea semnalului modulator (fig. 1.3, *c*) ;

— modulaţie de frecvenţă (*MF*), atunci cînd semnalul modulator modifică pulsaţia (frecvenţa) purtătoare $\omega_0 = 2\pi f_0$ (fig. 1.3, *d*) ;

— modulaţie de fază (*MP*), atunci cînd semnalul modulator modifică faza purtătoarei (fig. 1.3, *e*).

În cazul modulaţiei în impulsuri, se pot obţine mai multe tipuri de modulaţie : de amplitudine (fig. 1.4, *c*), de durată (fig. 1.4, *d*), de poziţie (fig. 1.4, *e*) etc.

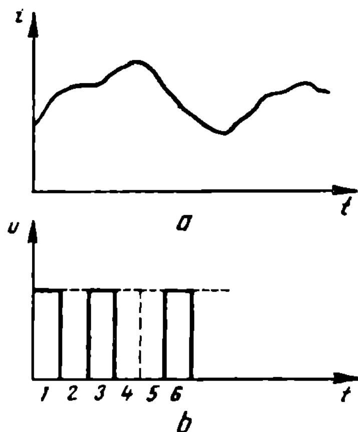


Fig. 1.5. Semnale utilizate în electronică :
a — semnal analogic ; b — semnal numeric (compus din şase simboluri).

În studiul circuitelor electronice se foloseşte adesea noţiunea de *semnal mic*. În lipsa unui semnal la intrare, proprietăţile unui dispozitiv electronic sînt caracterizate prin valorile continue ale tensiunilor sau curenţilor, corespunzătoare coordonatelor unui anumit punct de pe caracteristica elementului respectiv. Acest punct se numeşte punct static de funcţionare sau punct de repaus, iar regimul de lucru — *regim static*. În prezenţa semnalului, punctul de funcţionare se deplasează în planul caracteristicilor statice ale elementului electronic, descriind o curbă ce se numeşte *caracteristică dinamică*.

Noţiunea de semnal mic este utilizată în cazurile în care variaţiile punctului de funcţionare sînt atît de mici încît se poate considera, cu o foarte bună aproximaţie, că el se deplasează pe o porţiune liniară a caracteristicilor statice. Rezultă că în regim de semnal mic elementul electronic poate fi considerat ca un element liniar.

În încheiere, mai trebuie menţionat că semnalele utilizate în electronică sînt împărţite în două categorii : *semnale analogice sau continue* şi *semnale numerice sau digitale*.

Semnalele analogice sînt semnale proporţionale cu mărimea fizică pe care o reprezintă, ele avînd caracter continuu (neîntrerupt) în timp ; poate fi dat ca exemplu curentul unui microfon, proporţional cu intensitatea semnalului sonor corespunzător (fig. 1.5, *a*).

Semnalele numerice sînt semnale compuse dintr-o succesiune de simboluri. Fiecare simbol poate lua numai una dintr-un număr finit de valori posibile. Dacă acest număr de valori este 2, avem de-a face cu un semnal numeric binar. În acest caz, informaţia unui simbol este constituită de una dintre cele două valori posibile : zero sau unu (fig. 1.5, *b*).

Transformarea semnalelor dintr-o formă în alta se efectuează cu ajutorul convertoarelor analog-numerice, respectiv, numeric-analogice.

CAPITOLUL 2

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

2.1. CONDUCTIBILITATEA ELECTRICĂ ÎN SEMICONDUCTOARE

În funcție de rezistivitatea electrică, corpurile solide se împart în trei categorii : *conductoare, izolatoare* și *semiconductoare*. Conductoarele au rezistivitatea electrică mai mică de 10^{-3} Ωcm, iar izolatoarele au rezistivitatea electrică mai mare de 10^{18} Ωcm, între aceste două valori ale rezistivității încadrîndu-se corpurile semiconductoare. Conductibilitatea electrică a semiconductoarelor crește odată cu temperatura și cu gradul de impurificare cu anumite substanțe, proprietatea aceasta fiind folosită la fabricarea dispozitivelor semiconductoare.

Tehnologia dispozitivelor semiconductoare este bazată pe utilizarea pe scară largă a două elemente tetravalente : *siliciul* și *germaniul*.

În rețeaua cristalină a germaniului și siliciului fiecare atom este așezat la egală distanță de patru atomi învecinați și împarte cu fiecare dintre aceștia cîte unul dintre cei patru electroni de valență, fiind deci legat de ei prin *legături covalente*. Formarea legăturii covalente într-o imagine plană este ilustrată în figura 2.1.

Dacă nu intervine nici o excitație exterioară (bombardament cu radiații electromagnetice sau cu particule), iar temperatura corpului este coborîtă,

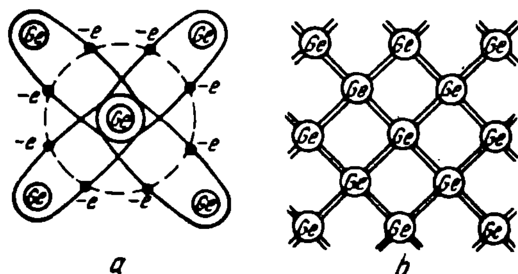


Fig. 2.1. Formarea legăturii covalente : *a* — traiectoriile electronilor ; *b* — reprezentarea schematică a legăturii covalente.

electronii de valență rămîn atașați atomilor în cadrul legăturilor covalente. În rețeaua corpului neexistînd electroni disponibili pentru conducția curentului electric, corpul se comportă ca un izolant.

2.1.1. CONDUCTIBILITATEA ELECTRICĂ ÎN SEMICONDUCTOARE INTRINSECI

La o temperatură mai ridicată, unii dintre electronii de valență primesc o energie suficient de mare pentru a putea părăsi legăturile covalente, devenind *electroni liberi*. Cu cît temperatura corpului crește peste temperatura ambiantă, cu atît crește și numărul electronilor de conducție (electronii liberi), respectiv conductivitatea electrică a corpului.

Să presupunem că un electron a părăsit o legătură covalentă, devenind electron liber. El lasă în urmă o legătură nesatisfăcută. Sub influența unui cîmp electric ε, un electron de valență din apropiere poate părăsi legătura sa și poate trece să satisfacă legătura covalentă lăsată liberă de electronul de conducție. Astfel rămîne o nouă legătură covalentă nesatisfăcută și un alt electron de valență poate trece să satisfacă această legătură liberă.

Prin eliberarea unui electron dintr-o legătură covalentă se formează un *gol*. Golul trebuie privit ca o particulă cu sarcină electrică pozitivă, egală în valoare absolută cu sarcina electronului.

Deplasarea electronilor de valență poate fi considerată ca deplasarea inversă (în sensul cîmpului electric) a golurilor.

Într-un *semiconductor pur din punct de vedere chimic*, numit **semiconductor intrinsec**, electronii și golurile de conducție există într-un număr egal. Generarea perechilor de purtători de sarcină mobili electron-gol este declanșată pe cale termică. Mecanismul formării unei perechi electron-gol într-un semiconductor intrinsec este reprezentat în figura 2.2, *a*.

Procesul invers generării de perechi electron-gol este acela de *recombinare a perechilor electron-gol*. Prin recombinare, dispar ca sarcini electrice distincte atît electronul, cît și golul, iar legătura covalentă ruptă se reface.

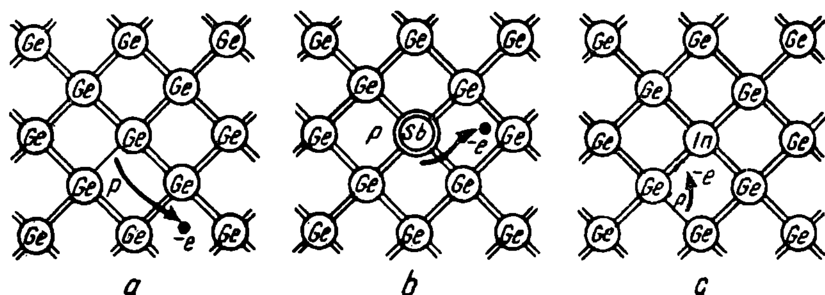


Fig. 2.2. Mecanismul formării purtătorilor mobili de sarcină: *a* — într-un semiconductor pur; *b* — într-un semiconductor de tip *n*; *c* — într-un semiconductor de tip *p*.

2.1.2. CONDUCTIBILITATEA ELECTRICĂ ÎN SEMICONDUCTOARE EXTRINSECI

Prezența unui număr infim de atomi străini — impurități — în rețeaua cristalină a semiconductorului poate modifica mult conductibilitatea electrică a acestuia. Procesul prin care într-un semiconductor se introduc impurități se numește *dopare. Semiconductoarele dopate cu impurități se numesc* **semiconductoare extrinseci.**

Dacă în rețeaua cristalină a semiconductorului tetravalent (Ge, Si) se introduc atomi pentavalenți (stibiu, fosfor, arseniu, bismut), cel de-al cincilea electron de valență nu participă la formarea legăturii covalente (fig. 2.2, *b*). Acest electron, fiind slab legat de atomul său, la temperatura camerei devine electron liber. Atomii de impuritate constituie astfel o sursă de electroni de conducție în rețeaua semiconductorului. Acești atomi se numesc *atomi donori* sau, simplu *donori*. Dacă se găsește un atom donor la 10^6 atomi de semiconductor, atunci într-un centimetru cub existînd circa 10^{22} atomi de bază vor exista 10^{16} electroni liberi. Electronul eliberat de impuritate nu lasă în urma sa un gol, ci un ion pozitiv de impuritate, fix în rețeaua cristalină a semiconductorului. *Un semiconductor cu atomi de impuritate donori se numește* **semiconductor de tip n.** Mecanismul formării electronilor de conducție într-un semiconductor de tip *n* este ilustrat în figura 2.2, *b*. La un semiconductor de tip *n*, electronii de conducție (datorați atomilor de impuritate) sînt în număr mare și se numesc *purtători mobili de sarcină majoritari*, iar golurile (provenite prin mecanismul descris anterior la semiconductoarele intrinseci) sînt în număr mic și se numesc *purtători mobili de sarcină minoritari.*

Dacă într-un semiconductor se introduc impurități trivalente (atomi de indiu, galiu, aluminiu etc.), atunci o legătură covalentă dintre un atom de impuritate și un atom de semiconductor este nesatisfăcută. La temperatura camerei, electronii de valență capătă un surplus de energie termică și unii dintre ei vor trece să satisfacă legăturile covalente ale atomilor de impuritate. Ca urmare, în rețeaua semiconductorului rămîne un număr de goluri veritabile, egal tocmai cu concentrația (numărul de particule din unitatea de volum) atomilor de impuritate. Electronul care a completat legătura covalentă liberă rămîne fixat în cadrul legăturii covalente a atomului de impuritate. Atomul de impuritate se transformă într-un ion negativ. Acești atomi poartă numele de *atomi acceptori*, iar *semiconductorul cu impurități acceptoare se numește* **semiconductor de tip p.** Mecanismul formării golurilor este reprezentat în figura 2.2, *c*.

Într-un semiconductor de tip *p* (cu impurități trivalente), purtătorii mobili de sarcină majoritari (proveniți din impurități) sînt golurile, iar purtătorii mobili minoritari (produși prin ruperea legăturilor covalente datorită creșterii temperaturii) — electronii.

Convenim să reprezentăm semiconductoarele de tip *n* și de tip *p* ca în figura 2.3. Aici simbolul ⊕ reprezintă un atom donor (ionizat pozitiv și fix în rețea), simbolul ⊖ reprezintă un atom acceptor (ionizat negativ și fix în rețea), ● reprezintă electronii liberi iar ○ — golurile libere.

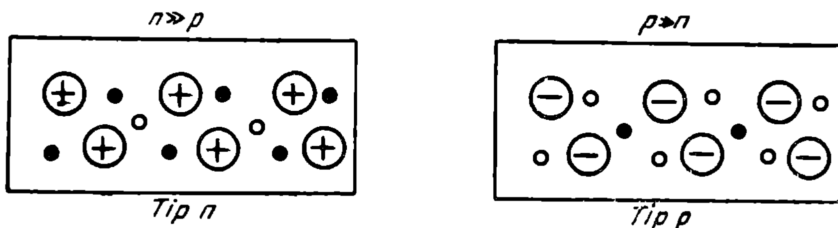


Fig 2.3. Reprezentarea simbolică a semiconductoarelor de tip *n* şi *p*.

2.2. JONCŢIUNEA *pn*

2.2.1. PROCESE FIZICE LA INTERFAŢA *pn*. CARACTERISTICA STATICĂ A JONCŢIUNII *pn*

Joncţiunea *pn* este un semiconductor eterogen, în care o regiune este dopată cu impurităţi acceptoare, iar cealaltă regiune — cu impurităţi donoare (fig. 2.4, *a*). Cele două regiuni formează o singură reţea cristalină, doparea diferită obţinîndu-se prin procedee tehnologice speciale.

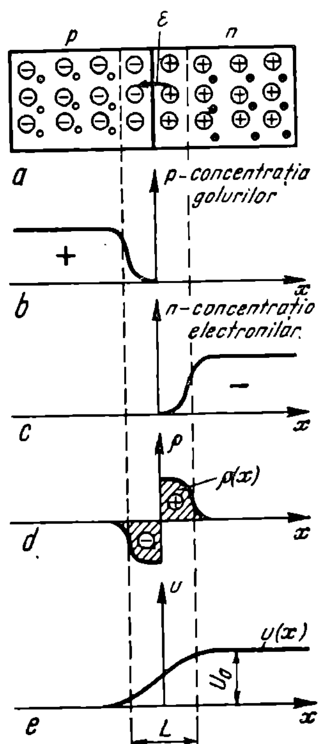


Fig. 2.4. Fenomene la joncţiunea *pn*.

O joncţiune nu poate fi realizată prin punerea în contact mecanic a unui cristal de tip *p* cu altul de tip *n*, deoarece, oricît de fin ar fi prelucrate suprafeţele ce vin în contact, ansamblul astfel format are două reţele cristaline independente, iar în zona contactului apar o mulţime de defecte care împiedică mişcarea purtătorilor de sarcină şi măresc foarte mult viteza de recombinare.

Joncţiunea *pn* constituie elementul principal în diode şi tranzistoare.

La suprafaţa de separaţie dintre două regiuni semiconductoare cu conductibilitate de tip diferit au loc o serie de procese fizice care dau proprietăţi extrem de interesante şi utile pentru aplicaţii. Imediat după realizarea contactului în dreptul suprafeţei de joncţiune, golurile în regiunea *p* şi electronii în regiunea *n* capătă o distribuţie spaţială neuniformă, ca în figura 2.4, *b* şi *c*. Golurile libere din stînga joncţiunii difuzează dincolo de suprafaţa joncţiunii, în dreapta, unde concentraţia de goluri este mai mică. Aici ele se recombină cu electronii liberi. La fel, şi electronii liberi din regiunea *n* vor difuza prin suprafaţa de joncţiune în regiunea *p*, unde se recombină cu golurile de aici.

În zona joncţiunii, pe o lungime L de ordinul micronilor, se creează o anumită distribuţie de sarcini electrice, cu repartiţia densităţii de volum

[$\rho = f(x)$] ca în figura 2.4, *d*. Sarcina spațială din zona joncțiunii este determinată de atomii donori și acceptori care, fiind ionizați, constituie sarcini electrice fixe ; acestea nu mai sînt compensate de purtătorii liberi (electroni și goluri), care, difuzînd dintr-o regiune în alta, s-au recombinat între ei. Corespunzător repartiției de sarcină electrică din dreptul joncțiunii, în această zonă se produce o *barieră de potențial*, cu o variație în lungul semiconductorului [$u = f(x)$] ca în figura 2.4, *e*. Bariera de potențial se opune trecerii în continuare a purtătorilor mobili de sarcină dintr-o regiune în alta. Se ajunge astfel la un echilibru.

Zona în care se produce distribuția de sarcini electrice de lungime L se numește *regiune de tranziție*. În această regiune, datorită sarcinii spațiale, apare un cîmp electric îndreptat dinspre regiunea *n* spre regiunea *p*. Regiunile mai depărtate de interfaț *pn*, fără sarcină spațială și cîmp electric, se numesc regiuni *neutre*.

Pe extremitățile regiunilor *p* și *n* se aplică contacte metalice ohmice (electrozi).

Dacă electrozii se pun în scurtcircuit, ca în figura 2.5, *a*, prin joncțiune nu trece curent, deoarece nu există sursă de energie în circuit : diferența de potențial a joncțiunii U_0 este echilibrată de diferențele de potențial de contact de la suprafețele electrozilor.

Dacă executăm conexiunea ca în figura 2.5, *b*, legînd borna + a unei surse de curent continuu U_A la semiconductorul de tip *n* (ceea ce se numește **polarizarea inversă a joncțiunii**), bariera de potențial crește de la valoarea U_0 la valoarea $U_0 + U_A$. Bariera de potențial crescînd, numărul golurilor din regiunea *p* care pot trece pe seama agitației termice în regiunea *n* scade, tinzînd către zero.

În circuitul din figura 2.5, *b* se poate produce un curent i_{pm} pe seama golurilor minoritare care se pot găsi în regiunea *n* și a căror trecere din *n* în *p* se face în sensul cîmpului ε, determinat de sursă în semiconductor. Acest curent este însă foarte mic, deoarece concentrația de goluri în semiconduc-

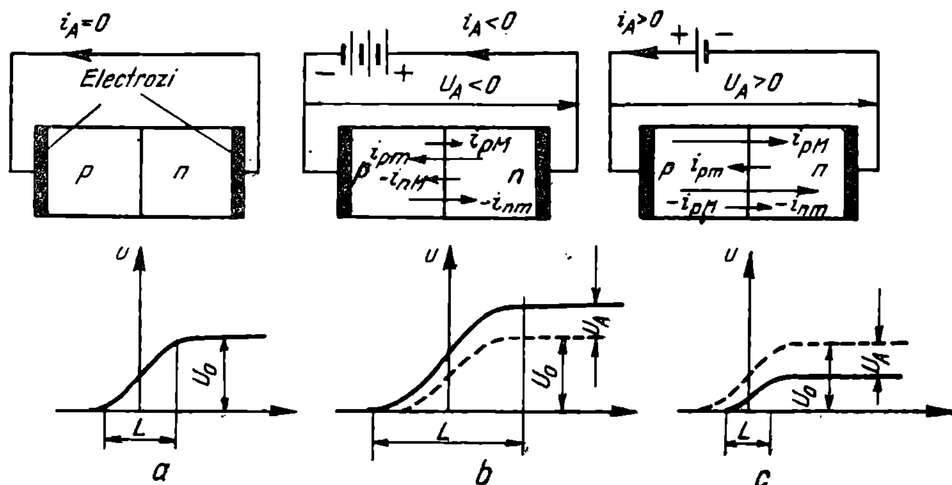


Fig. 2.5. Curenții prin joncțiunea *pn* și bariera de potențial :
a — cu electrozii în scurtcircuit ; *b* — în cazul polarizării inverse ; *c* — în cazul polarizării directe.

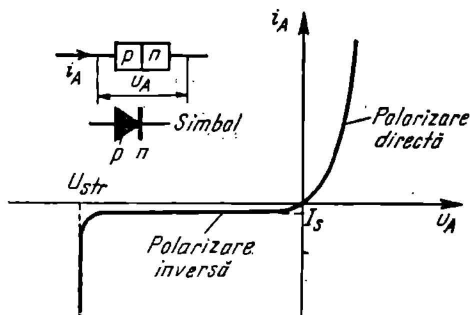


Fig. 2.6. Caracteristica statică idealizată a joncțiunii *pn*.

torul *n* este extrem de mică. Pentru o tensiune U_A (denumită inversă) suficient de mare, toate golurile minoritare și generate termic în *n* vor trece în regiunea *p*, atingîndu-se valoarea de saturație a curentului i_{pm}.

Dacă se conectează sursa exterioară în sens direct, cu borna + la semiconductorul *p* (ca în fig. 2.5, *c*), bariera de potențial scade la $U_0—U_A$. De aceea numărul golurilor care trec prin joncțiune din regiunea *p* în *n* crește odată cu creșterea tensiunii U_A (tensiunea directă) și poate ajunge la valori mari, deoarece semiconductorul *p* este o sursă de goluri, care aici sînt purtători majoritari. Aceste goluri determină un curent i_{pM} (curent de goluri majoritare).

Făcînd același raționament și pentru electroni, în figurile 2.5, *b* și 2.5, *c* am notat curentul determinat de electroni cu i_{nm}, dacă electronii sînt purtători minoritari și cu i_{nM}, dacă ei sînt majoritari.

Folosind cele arătate mai sus, putem explica forma pe care o are **caracteristica curent-tensiune** $i_A = f(u_A)$ **a unei joncțiuni** *pn* (fig. 2.6).

Dacă $u_A > 0$ (sursa exterioară este conectată în sens direct cu borna + la regiunea *p*), atunci curentul $i_A = i_{pM} + i_{nM} — (i_{pm} + i_{nm})$, determinat de purtătorii majoritari, crește odată cu u_A; dacă $u_A < 0$ (tensiune inversă), curentul invers are o valoare foarte mică, limitată de curentul de saturație $i_S \cong i_{pm} + i_{nm}$ care este determinat de purtătorii minoritari. Dacă tensiunea inversă crește în valoare absolută, atunci la o anumită valoare numită „tensiune de străpungere", curentul invers are o creștere bruscă. În acest caz, în semiconductor au loc procese ireversibile care duc la deteriorarea joncțiunii.

Din cele de mai sus rezultă că joncțiunea *pn* prezintă o rezistență neliniară. Ea constituie o diodă semiconductoare.

Relația dintre curentul anodic și tensiunea anodică într-o diodă semiconductoare este dată de o ecuație caracteristică. Deoarece se admit unele ipoteze simplificatoare, această ecuație se numește **ecuația joncțiunii ideale.** Expresia ei este:

$$i_A = I_S\left[\exp\left(\frac{qu_A}{kT}\right) — 1\right], \tag{2.1}$$

în care:

I_S este curentul invers de saturație al diodei;
q — sarcina electronului;
k — constanta lui Boltzmann;
T — temperatura absolută;

$\frac{kT}{q} = U_T$ (U_T = 0,025 V la T = 300°K).

În regim de conducție directă ($u_A > 0$) curentul crește foarte repede cu tensiunea aplicată. În domeniul $u_A > 4\frac{kT}{q} = 0,1$ V, unitatea poate fi neglijată față de termenul exponențial, astfel că

$$i_A \cong I_S \exp\left(\frac{qu_A}{kT}\right). \tag{2.2}$$

La polarizări inverse, în valoare absolută mai mari de 0,1 V, termenul exponențial este neglijabil față de unitate, așa încît:

$$i_A \cong -I_S. \tag{2.3}$$

Această valoare reprezintă curentul maxim de purtători minoritari ce poate fi extras din regiunile neutre și se numește *curent de saturație* sau *curent rezidual*. La joncțiunile de germaniu curentul de saturație este 1—100 μA, iar la cele de siliciu — sub 1 nA.

Curentul invers disipă o anumită putere în joncțiune, provocînd creșterea temperaturii; la rîndul ei, creșterea de temperatură determină o creștere a curentului invers ș.a.m.d. În anumite condiții procesul poate fi cumulativ, conducînd la ridicarea temperaturii pînă la o valoare la care joncțiunea se distruge.

Acest proces, numit *ambalare termică*, se manifestă numai la joncțiunile cu curent de saturație mare, spre exemplu, joncțiuni de germaniu deasupra temperaturii ambiante. La joncțiunile de siliciu, în tot domeniul de temperaturi de interes practic nu apare ambalarea termică.

2.2.2. MODELE LINIARIZATE PENTRU JONCȚIUNEA *pn* ÎN REGIM DE CURENT CONTINUU (STATIC)

Pentru calculul circuitelor în regim static sau lent variabil, caracteristica statică a joncțiunii se aproximează prin segmente de dreaptă[1] (fig. 2.7). Aceste aproximații simplifică foarte mult analiza circuitelor electronice. Foarte răs-

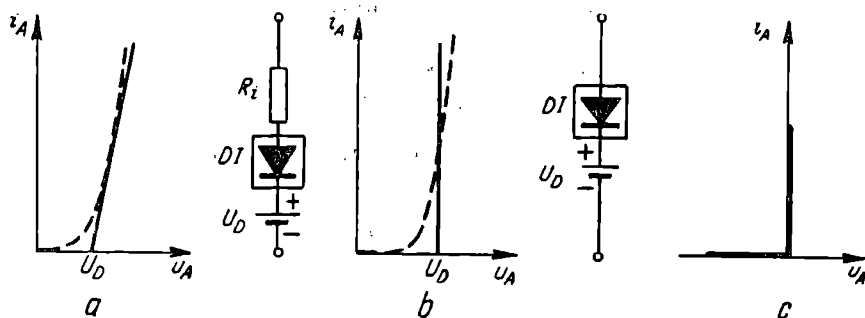


Fig. 2.7. Modele liniarizate pentru joncțiunea *pn*:
a — model cu rezistență serie; *b* — model fără rezistență serie; *c* — caracteristica diodei ideale.

[1] În regim lent variabil, între valorile instantanee ale curentului și tensiunii există aceeași dependență ca și în regim static. Deci $I_A \to i_A$ și $U_A \to u_A$.

pîndită este aproximaţia prin două segmente de dreaptă, ilustrată în figura 2.7, *a*. Întrucît curentul de saturaţie este foarte mic în comparaţie cu curentul direct, precum şi datorită variaţiei exponenţiale a celui din urmă, caracteristica statică are un prag aparent în conducţie directă. Tensiunea directă de prag (sau de deschidere) U_D, este de (0,2 — 0,4)V la joncţiunile de germaniu şi de (0,5—0,8)V la cele de siliciu. Cele două segmente de dreaptă sînt :

$$\begin{cases} i_A = 0, \text{ pentru } u_A \leqslant U_D ; \\ i_A = \dfrac{u_A - U_D}{R_i}, \text{ pentru } u_A > U_D. \end{cases} \tag{2.4}$$

Aceste ecuaţii pot fi modelate de un circuit format dintr-o diodă ideală (fig. 2.7, *a*) înseriată cu o rezistenţă R_i şi cu o sursă de tensiune U_D. Parametrii U_D şi R_i se aleg astfel încît să rezulte o cît mai bună apropiere între caracteristica reală şi cele două segmente ce o aproximează. Rezistenţa R_i se poate lua egală cu inversul pantei caracteristicii în punctul plasat la mijlocul intervalului de curenţi pentru care se face aproximarea :

$$R_i = \frac{1}{\dfrac{di_A}{du_A}} = \frac{1}{\dfrac{q}{kT}\cdot I_S \exp\left(\dfrac{qu_A}{kT}\right)} = \frac{kT}{q}\cdot\frac{1}{I_A}. \tag{2.5}$$

De exemplu, dacă modelăm joncţiunea pentru curenţi în jurul valorii de 10 mA rezultă :

$$R_i = \frac{25\cdot 10^{-3}}{10\cdot 10^{-3}} = 2{,}5\ \Omega.$$

În figura 2.7, *b* se arată o aproximare mai simplă, cu $R_i = 0$, a caracteristicii statice a joncţiunii. Acest model simplu este adecvat pentru cele mai multe aplicaţii şi este foarte larg utilizat.

În figura 2.7, *c* a fost neglijată şi căderea de tensiune directă.

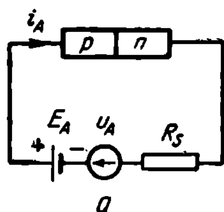
2.2.3. JONCŢIUNEA *pn* ÎN REGIM VARIABIL LA SEMNALE MICI

Semnalul aplicat unui dispozitiv este considerat „mic" atunci cînd caracteristicile statice ale dispozitivului pot fi aproximate liniar pentru întreaga excursie a punctului de funcţionare pe durata unei perioade. În cazul joncţiunii *pn*, caracteristica statică poate fi considerată liniară numai pentru variaţii foarte mici de tensiune :

$$\Delta u_A \ll \frac{kT}{q} = 0{,}025\ \text{V}. \tag{2.6}$$

Considerînd o joncţiune înseriată cu o sursă de curent continuu E_A, o rezistenţă de sarcină R_S şi o sursă de semnal mic u_a (fig. 2.8, *a*), componenta variabilă a curentului prin joncţiune, i_a, la frecvenţe joase, rezultă simplu din modelul (circuitul echivalent) de semnal mic (fig. 2.8, *b*) :

$$i_a = \frac{u_a}{r_i + R_S}. \tag{2.7}$$



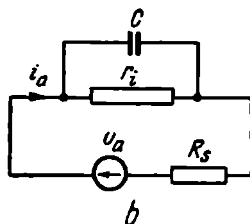


Fig. 2.8. Joncţiunea *pn* în regim variabil la semnale mici:
a — circuit simplu; *b* — schema echivalentă de semnal mic.

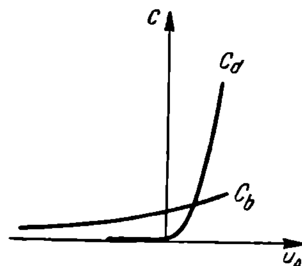


Fig. 2.9. Variaţia capacităţilor joncţiunii *pn* în funcţie de tensiunea de polarizare.

În circuitul echivalent de semnal mic sursa de alimentare continuă s-a înlocuit cu un scurtcircuit, iar joncţiunea — cu o rezistenţă r_i în paralel cu o capacitate C.

Rezistenţa internă r_i poate fi calculată cu ajutorul ecuaţiei idealizate (2.1):

$$r_i = \frac{1}{\frac{di_A}{du_A}} \cong \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_S + I_A}, \tag{2.8}$$

unde I_A reprezintă valoarea curentului în punctul static de funcţionare. Această valoare poate fi determinată fie grafic, fie utilizînd modelul liniarizat (de semnal mare) al joncţiunii.

Capacitatea C este formată din capacitatea de difuzie C_d şi capacitatea barierei C_b. *Capacitatea de difuzie* a joncţiunii *pn* reflectă sarcinile electrice acumulate în regiunile neutre datorită procesului de difuzie a purtătorilor minoritari injectaţi în exces. Însă şi în regiunea de tranziţie a joncţiunii se înmagazinează o sarcină electrică. Această sarcină corespunde unei capacităţi care se numeşte *capacitatea barierei*, deoarece regiunea de tranziţie este o regiune cu barieră de potenţial. Legile de variaţie ale acestor două capacităţi, în funcţie de tensiunea de polarizare sînt:

$$C_d = C_{d0} \exp \frac{qu_A}{kT}; \tag{2.9}$$

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\sqrt{1 - \frac{u_A}{U_0}}} \tag{2.10}$$

Se poate observa, din figura 2.9, că la polarizări directe capacitatea de difuzie predomină ($C_d \gg C_b$), iar la polarizări inverse, datorită factorului exponenţial din (2.9), capacitatea de difuzie este neglijabilă în raport cu cea de barieră.

Există o deosebire fizică importantă între modurile în care se încarcă cele două capacități ale joncțiunii. Capacitatea de difuzie se încarcă prin difuzia purtătorilor minoritari, proces lent, legat de o anumită întîrziere necesară deplasării purtătorilor prin difuzie ; din această cauză C_d variază cu frecvența (scade). Capacitatea de barieră se încarcă prin curentul de cîmp al purtătorilor majoritari, proces care este deosebit de rapid ; în consecință, ea nu variază cu frecvența.

2.3. TIPURI DE DIODE SEMICONDUCTOARE

Diodele semiconductoare *sînt dispozitive electronice formate dintr-o joncțiune* **pn** *și două contacte neredresoare metal-semiconductor, închise ermetic într-o capsulă metalică, din sticlă sau din material plastic.* Contactele metal-semiconductor prin care o structură semiconductoare este conectată la terminale trebuie să aibă o caracteristică voltamper liniară, adică să fie neredresoare, iar rezistența contactului trebuie să fie mult mai mică decît impedanța structurii.

În circuitele electronice, diodele semiconductoare au o largă întrebuințare, îndeplinind diverse funcțiuni. Ele pot fi utilizate ca : *diode redresoare, diode stabilizatoare de tensiune, diode de semnal, diode speciale* și *fotodiode.* Din categoria diodelor speciale fac parte diodele tunel, diodele varicap, diodele detectoare de frecvență ultraînaltă etc. Toate aceste funcțiuni au la bază proprietățile joncțiunii *pn*.

Vom prezenta în continuare particularitățile constructive și principalii parametrii funcționali pentru tipurile de diode semiconductoare întîlnite mai frecvent în practică.

2.3.1. DIODE REDRESOARE CU JONCȚIUNE

Diodele redresoare sînt diodele folosite pentru transformarea tensiunilor alternative în tensiuni continue. Ele au un domeniu restrîns de frecvențe de lucru. Astfel, de exemplu, pentru redresoarele alimentate de la rețea, frecvența de lucru este de 50 Hz.

Principalii parametri ai diodelor redresoare sînt următorii:

— *curentul mediu redresat* I_d ; după valoarea acestuia diodele pot fi împărțite în trei categorii : diode pentru curenți mici (I_d pînă la 1 A), diode pentru curenți medii (zeci de amperi), diode pentru curenți mari (peste 100 A) ;

— *curentul de vîrf maxim admis* I_{max} ;

— *tensiunea inversă maximă admisă* $U_{inv.\ max.}$; aceasta este mai mică decît tensiunea de străpungere ($U_{inv.\ max} = 0{,}5—0{,}8\ U_{str}$) și este cuprinsă în intervalul (50—2 000)V ;

— *căderea de tensiune directă pentru o anumită valoare a curentului* (în jurul lui I_d) ;

— *curentul invers pentru o anumită valoare a tensiunii,* de obicei pentru tensiunea inversă maximă ;

— *rezistența termică,* care caracterizează capacitatea diodei de a elimina puterea disipată spre mediul ambiant ; despre această mărime se va vorbi la studiul regimului termic al tranzistorului.

În figura 2.10 este reprezentată **caracteristica curent-tensiune** pentru o diodă cu germaniu (cu linie continuă) şi pentru o diodă cu siliciu (cu linie punctată). Ambele diode sînt destinate să lucreze în acelaşi domeniu de tensiuni şi curenţi. În sens direct, căderea de tensiune pe elementul redresor cu germaniu este de (0,5 — 0,6)V, iar pe dioda cu siliciu — de (0,8—1)V. De asemenea dioda cu germaniu are o valoare mai scăzută a tensiunii de deschidere decît dioda cu siliciu. Aceasta înseamnă un randament mai bun al redresării la dioda de germaniu, ceea ce reprezintă de altfel singurul avantaj al acestei diode. Se observă că în cazul diodei cu siliciu curentul invers are o valoare mult mai mică decît curentul invers al diodei cu germaniu (anume cu 2—3 ordine de mărime la o aceeaşi suprafaţă a joncţiunii). Aceasta conferă un domeniu mult mai larg de temperaturi de funcţionare diodelor din siliciu (120—200°C) faţă de cele din germaniu (70—90°C), deoarece creşterea temperaturii joncţiunii conduce la creşterea curentului invers. Din siliciu se pot realiza diode cu tensiuni inverse mult mai mari decît în cazul folosirii germaniului.

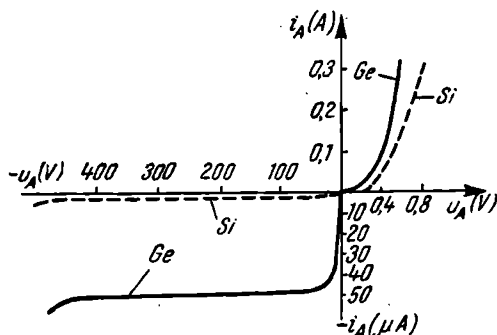


Fig. 2.10. Caracteristicile curent-tensiune pentru două tipuri de diode redresoare cu joncţiune: cu germaniu şi siliciu.

Datorită acestor avantaje, în prezent siliciul a căpătat o largă utilizare în fabricarea diodelor redresoare. Totuşi, se mai fabrică diode redresoare din germaniu în cantităţi de masă datorită faptului că ele au un preţ de cost mai scăzut.

Particularităţile constructive ale diodelor redresoare depind de domeniul de curenţi pentru care sînt destinate. În figura 2.11 sînt prezentate trei tipuri constructive de diode redresoare.

Cristalul semiconductor al diodelor redresoare de curenţi mici are suprafaţa de ~ 1 mm², iar la cele de curenţi mari suprafaţa ajunge de ordinul a 1 cm², densitatea maximă de curent prin joncţiune fiind în cazul siliciului de ~ 1 A/mm². Cristalul se montează într-o capsulă protectoare, care trebuie să permită o evacuare eficace a căldurii şi să aibă dimensiuni cît mai mici posibile.

O problemă importantă pentru diodele redresoare o constituie disiparea de putere şi evacuarea acesteia spre mediul exterior. Cea mai intensă disipare de

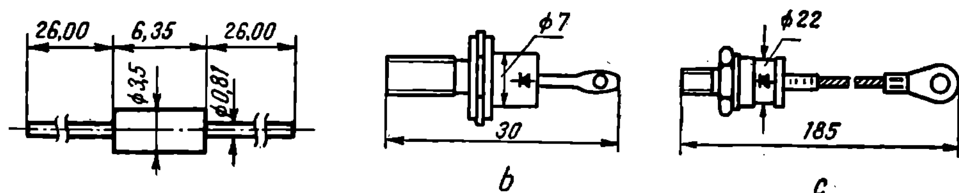


Fig. 2.11. Tipuri constructive de diode redresoare.
a — diodă de curent mic; *b* — diodă de curent mediu; *c* — diodă de curent mare.

putere are loc în perioada de conducție a diodei. În perioada de blocare, datorită curenților inverși foarte mici, pierderile sînt neglijabile. Ținînd seama că în conducție directă căderea de tensiune pe diodă este aproape constantă (U_A), puterea disipată în diodă poate fi aproximată astfel :

$$P_D = U_A \cdot I_A, \tag{2.11}$$

unde I_A este valoarea medie a curentului prin diodă. Puterea se disipă în regiunea de tranziție a joncțiunii, pe care cade întreaga tensiune U_A. De aici, căldura se transmite prin conducție spre corpul metalic (capsulă) și de la acesta, prin convecție, spre mediul înconjurător. Puterea termică ce poate fi eliminată de capsulă este proporțională cu suprafața ei. Pentru creșterea puterii termice eliminate, diodele se montează pe radiatoare din aluminiu.

2.3.2. DIODE CU CONTACT PUNCTIFORM

Diodele cu contact punctiform sînt formate dintr-un monocristal de germaniu sau siliciu, cel mai frecvent de tip *n*, pe suprafața căruia se realizează un contact punctiform cu un fir metalic ascuțit la vîrf. Firul metalic (din wolfram sau bronz) se arcuiește pentru a apăsa pe cristal. Structura este închisă într-o capsulă din sticlă (fig. 2.12). După asamblarea mecanică se efectuează operația de „formare" a diodei. Aceasta constă în trecerea prin diodă a unei serii de impulsuri scurte de curent, de valori mult peste cele admise în mod normal. Impulsurile încălzesc puternic regiunea contactului, determinînd formarea unei microjoncțiuni, de suprafață foarte mică ($\sim 10^{-4}$ mm^2) și grosime de asemenea redusă ($\sim 10^{-5}$ mm). Datorită suprafeței mici a joncțiunii formate, capacitatea de barieră este foarte mică, de ordinul a 0,1 pF, și de aceea diodele cu contact punctiform pot fi utilizate pînă la frecvențe foarte înalte.

Diodele cu contact punctiform se utilizează *la detecție, la schimbarea frecvenței*, precum și *în circuitele de comutație*.

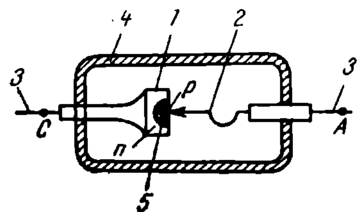


Fig. 2.12. Secțiune într-o diodă cu germaniu cu contact punctiform :
1 — semiconductor de tip *n* ; *2* — conductor din wolfram ; *3* — electrozi pentru conexiuni ; *4* — carcasă din material izolant ; *5* — contactul punctiform care reprezintă semiconductorul de tip *p*.

2.3.3. DIODE REDRESOARE CU CUPROXID ȘI SELENIU

Elementele redresoare cu oxid cupros și seleniu sînt realizate prin depunerea unui strat subțire de semiconductor pe o placă metalică.

În figura 2.13, *a* este reprezentată o secțiune printr-un **element cu oxid cupros.** Aici *1* este o placă de bază din cupru ; *2* — placă din cupru de aproximativ 1 mm grosime, care printr-un tratament tehnologic special, are trei

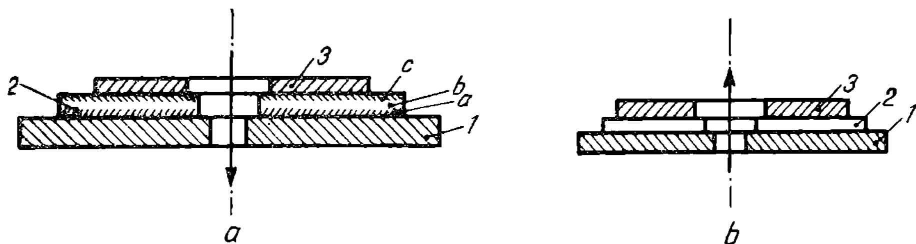


Fig. 2.13. Construcția diodelor redresoare cu cuproxid și seleniu :
a — secțiune printr-un element redresor cu oxid cupros : *1* — placă de cupru ; *2* — oxid cupros ; *3* — contraelectrod ; *a* — strat interior ; *b* — regiune de tranziție ; *c* — strat exterior de oxid cupros ; **b** — secțiune printr-un element redresor cu seleniu ; *1* — placă de bază ; *2* — seleniu ; *3* — contraelectrod.

zone : *a* — strat interior de oxid cupros Cu_2O mai bogat în Cu, care este un semiconductor de tip *n* ; *b* — zonă de tranziție și *c* — strat exterior de oxid cupros mai bogat în oxigen, care reprezintă semiconductorul de tip *p* ; *3* — contraelectrod din plumb. Sensul de conducție la acest element redresor este de la contraelectrod către placa de bază (de la *3* la *1*), iar caracteristica curent tensiune *I—U* are o formă asemănătoare celei din figura 2.6. Densitatea maximă a curentului direct este de ~ 0,5 mA/mm², iar tensiunea inversă maximă de (8—12)V.

Construcția unei diode cu seleniu este arătată în figura 2.13, *b*. Aici *1* este placa de bază (din oțel sau aluminiu), peste care se depune un strat de seleniu cristalin *2* care reprezintă semiconductorul de tip *p*, iar *3* reprezintă contraelectrodul (aliaj de staniu, bismut, cadmiu și plumb). În procesul tehnologic de fabricare a elementului, pe fața interioară a contraelectrodului *3* se formează o peliculă de selenură de cadmiu, care constituie un semiconductor de tip *n*. Sensul de conducție al acestor elemente este de la placa *1* (anod) spre contraelectrod *3* (catod), iar caracteristica curent-tensiune are alura din figura 2.6. Densitatea de curent maxim admisă este de ~ 0,5 mA/mm², iar tensiunea inversă maximă este de (15—30) V.

Diodele cu cuproxid și cele cu seleniu s-au utilizat ca redresoare ; performanțele lor sînt însă modeste. Aceste elemente se cuplează de obicei mai multe pe același ax (se leagă în serie), pentru a putea redresa tensiuni mai ridicate sau pentru a realiza punți redresoare. Diodele cu seleniu se utilizează în prezent în special *ca stabilizatoare*.

2.3.4. DIODE ZENER (STABILIZATOARE DE TENSIUNE)

Diodele stabilizatoare de tensiune, numite și *diode Zener*, (fig. 2.14, *a*) utilizează proprietatea joncțiunii *pn* de a avea în regim de conducție inversă o tensiune constantă la borne, independent de valoarea curentului, cînd apare fenomenul de străpungere. La realizarea diodelor Zener se iau măsuri speciale pentru ca ele să poată lucra în regiunea de străpungere, fără a se distruge, pînă la valori de curenți la care se atinge puterea disipată maximă admisă.

O diodă obișnuită nu este recomandabil să funcționeze în regiunea Zener, deoarece se distruge.

Construcția diodelor Zener este foarte asemănătoare cu cea a diodelor redresoare pentru același domeniu de puteri disipate. Ca material semiconduc-

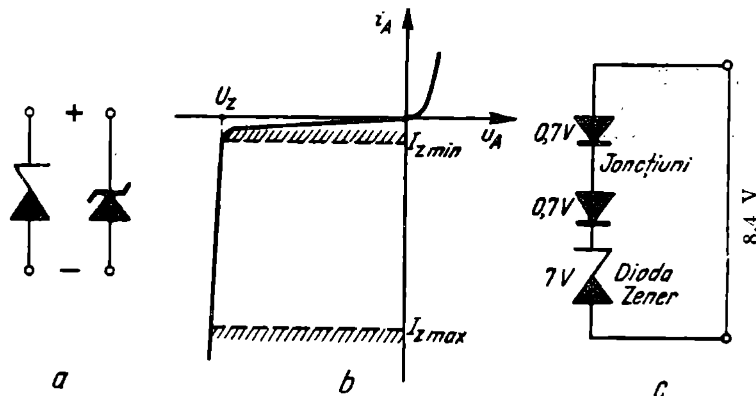


Fig. 2.14. Dioda Zener:
a — simboluri de reprezentare; *b* — caracteristica statică; *c* — diodă referință de tensiune.

tor, în construcția diodelor Zener se utilizează siliciul, acesta prezentînd față de germaniu următoarele avantaje: înainte de a intra în regiunea de străpungere curentul este mic, intrarea în străpungere se face abrupt, caracteristica inversă la străpungere este aproape verticală, rezistă la temperaturi mai înalte și permite disiparea unor puteri mai mari.

Caracteristica unei astfel de diode cu siliciu este reprezentată în figura 2.14, *b*. Tensiunea constantă care apare la bornele diodei se numește *tensiune Zener* (U_z) sau *tensiune de stabilizare*. Se construiesc diode Zener cu tensiunea de stabilizare cuprinsă între 3 și 400 V și de putere disipată între 0,25 și 50 W. În regiunea de stabilizare, valoarea tensiunii pe diodă prezintă o ușoară creștere cu valoarea curentului. Aceasta se evaluează prin rezistența dinamică (Zener), $R_z = \frac{\mathrm{d}u_A}{\mathrm{d}i_A}$, care este de ordinul (10—100) Ω.

Tensiunea Zener variază cu temperatura. Această variație se caracterizează prin coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate:

$$c = \frac{1}{U_z} \cdot \frac{\mathrm{d}U_z}{\mathrm{d}T}. \tag{2.12}$$

Diodele cu $U_z \cong 5$ V au coeficientul de temperatură foarte mic. Cele cu $U_z < 5$ V au coeficientul de temperatură negativ, iar cele cu $U_z > 5$ V au coeficientul de temperatură pozitiv. Spre exemplu, diodele cu $U_z = 10$ V au $c = 5 \cdot 10^{-4}$ $(°\mathrm{C})^{-1}$. Coeficientul de temperatură poate fi micșorat înseriind cu dioda Zener una sau mai multe diode cu siliciu polarizate direct, pe care căderea de tensiune scade cu aproximativ 2 mV pe grad.

Spre exemplu, înseriind cu o diodă Zener avînd $U_z = 7$ V cu două joncțiuni de siliciu pe care căderea de tensiune directă este de 0,7 V, se obține un ansamblu cu tensiunea de stabilizare de 8,4 V și un coeficient de temperatură foarte mic (fig. 2.14, *c*).

Ansamblul este numit *diodă Zener compensată* sau *diodă referință de tensiune*.

Diodele Zener sînt utilizate la stabilizarea tensiunii, ca referință de tensiune, în circuitele de protecție la supratensiuni etc.

2.3.5. DIODE TUNEL

Particularitatea de bază a diodei tunel o constituie doparea foarte puternică a celor două regiuni care formează joncţiunea *pn*. Consecinţa acestei dopări o constituie îngustarea regiunii de tranziţie a joncţiunii pînă la ~ 0,01 μm şi creşterea cîmpului din regiunea barierei la valori foarte mari, chiar în absenţa polarizării. La grosimi atît de reduse, electronii pot traversa bariera prin efect tunel.

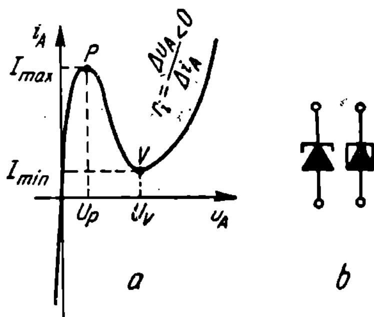


Fig. 2.15. Dioda tunel: *a* — caracteristica statică; *b* — simboluri.

Deşi între dioda obişnuită şi dioda-tunel este numai o deosebire de structură fizică, caracteristicile curent-tensiune ale celor două diode diferă calitativ. La diodele tunel, curentul direct şi curentul invers sînt de acelaşi ordin de mărime şi de aceea *dioda tunel nu se foloseşte pentru redresare*. Interesantă pentru aplicaţii este numai caracteristica directă, reprezentată în figura 2.15. Porţiunea de rezistenţă internă dinamică negativă dintre punctul *P* şi punctul *V* a sugerat folosirea diodelor tunel *în circuite de comutare rapidă*, precum şi ca element activ *în oscilatoare* şi *amplificatoare cu rezistenţă negativă*, putînd lucra pînă la frecvenţe înalte din domeniul microundelor.

Ca material semiconductor în construcţia diodelor tunel se utilizează Ge şi GaAs. Siliciul nu permite obţinerea unor diode tunel cu caracteristici bune şi de aceea este mai puţin utilizat.

2.3.6. DIODE CU CAPACITATE VARIABILĂ

Aceste diode folosesc proprietatea joncţiunii *pn* de a se comporta la polarizare inversă ca o capacitate dependentă de tensiunea aplicată. Ele mai poartă denumirile de diode *varicap*, *varactor* sau *parametrice*, după utilizările cărora le sînt destinate. Şi în conducţie directă, în schema echivalentă a joncţiunii apare o capacitate ($C = C_d + C_b$), dar ea este în paralel cu rezistenţa internă a joncţiunii (fig. 2.8, *b*) care, la polarizări directe, este foarte mică şi practic scurtcircuitează capacitatea. La polarizări inverse intervine capacitatea de barieră C_b în paralel cu o rezistenţă foarte mare, aşa încît efectul hotărîtor îl are capacitatea.

Cea mai importantă caracteristică a diodelor varicap o constituie legea de variaţie a capacităţii de barieră cu tensiunea inversă. Această lege este determinată de modul în care variază concentraţia efectivă a impurităţilor la trecerea din regiunea *p* în regiunea *n*. Acţionînd asupra profilului de dopare, se poate obţine legea de variaţie $C_b(u_A)$ dorită. În general, variaţia capacităţii este descrisă de o relaţie de forma:

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\left(1 - \frac{u_A}{U_0}\right)^{1/n}}, \qquad (2.13)$$

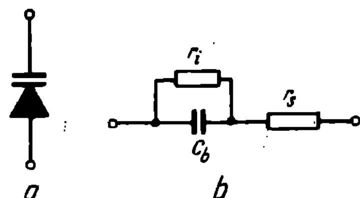


Fig. 2.16. Dioda capacitate variabilă: *a* — simbol ; *b* — circuitul echivalent al diodei.

unde *n* este un coeficient ce depinde de profilul dopării, iar C_{b0} — capacitatea joncțiunii la 0 V polarizare.

În principiu, orice diodă ar putea lucra în regim de capacitate variabilă. Practic însă se construiesc în acest scop diode speciale, care realizează dependența $C_b(u_A)$ dorită și în a căror construcție se iau măsuri pentru optimizarea performanțelor în acest regim de lucru.

În circuitul echivalent al diodelor capacitate variabilă intervin, pe lîngă capacitatea de barieră, două elemente parazite : rezistența internă a joncțiunii r_i și rezistența serie a regiunilor neutre r_s (fig. 2.16, *b*). Cum diodele varicap utilizează ca material semiconductor Si și GaAs, rezistența internă r_i este foarte mare, efectul ei fiind neglijabil. Cel mai supărător element din circuitul echivalent al diodelor varicap este rezistența r_s, deoarece ea micşorează factorul de calitate, limitează frecvența de lucru și constituie o sursă de zgomote.

În prezent se produc diode capacitate variabilă avînd C_b în domeniul tensiunilor de lucru între 1 și 100 pF. Aceste diode se utilizează *la acordul automat al circuitelor oscilante* (în acest caz se numesc diode varicap), *în amplificatoarele parametrice* (diode parametrice), *pentru generarea de armonici la frecvențe foarte înalte* (diode varactor), *în amplificatoarele de c.c. cu modulare-demodulare* etc.

2.4. TRANZISTOARE BIPOLARE CU JONCȚIUNI

Tranzistoarele cu joncțiuni reprezintă clasa cea mai larg folosită de dispozitive electronice.

Denumirea de tranzistor provine din contractarea cuvintelor din limba engleză : *tran*sfer-re*zistor* — cuvinte care desemnează funcția de bază a dispozitivului. Familia tranzistoarelor cu joncțiuni se împarte în două categorii : *bipolare* și *unipolare*. Funcționarea tranzistoarelor bipolare se bazează pe ambele categorii de purtători (majoritari și minoritari), în timp ce tranzistoarele unipolare (sau cu efect de cîmp) funcționează numai pe baza purtătorilor majoritari.

2.4.1. FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI BIPOLAR

Tranzistorul bipolar constă dintr-un *monocristal semiconductor* (de siliciu sau germaniu *care prezintă o succesiune de trei regiuni distincte* (*pnp* sau *npn*), *regiunea din mijloc fiind dopată cu impurități de tip diferit față de regiunile laterale* (fig. 2.17). Regiunea centrală poartă denumirea de *bază* (*B*), iar cele laterale — de *emitor* (*E*) și *colector* (*C*), după rolul pe care îl au în funcțio-

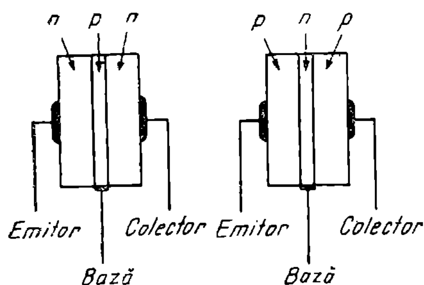


Fig. 2.17. Structura de principiu a tranzistoarelor bipolare *pnp* și *npn*.

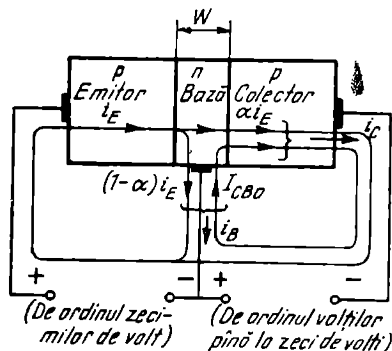


Fig. 2.18. Tranzistorul bipolar *pnp* la polarizarea normală.

narea tranzistorului. Pe fiecare dintre aceste regiuni este realizat cîte un contact ohmic, pe care se sudează conductoarele terminale.

În structura tranzistorului se formează două joncțiuni *pn* : joncțiunea emitorului sau joncțiunea emitor-bază și joncțiunea colectorului sau joncțiunea colector-bază.

În funcționarea normală, joncțiunea emitorului se polarizează direct, iar cea a colectorului — invers. În figura 2.18 este arătat un tranzistor *pnp* la polarizare normală. Dacă baza ar avea o grosime W mare, cele două joncțiuni ar fi independente și ar fi străbătute, prima de curentul său direct care ar crește repede cu creșterea tensiunii de polarizare, iar cea de-a doua de curentul său invers, numit curent de saturație, practic constant pentru tensiunile de polarizare uzuale. În acest fel nu s-ar obține efectul de tranzistor, adică o influențare reciprocă a celor două joucțiuni. Pentru obținerea acestui efect se impun mai multe condiții :

— grosimea bazei este mult mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari (goluri, în cazul tranzistorului *pnp*) ; ca ordin de mărime, $W = (1 — 10)\mu m$;

— regiunile emitorului și colectorului au grosimi mult mai mari decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari ;

— emitorul este mult mai puternic dopat decît baza ;

— joncțiunile emitorului și colectorului sînt plane și paralele între ele și de aceea toate mărimile electrice variază în structură numai după normala la joncțiuni (axa X).

Joncțiunea emitorului fiind alimentată în sens direct, un număr mare de goluri difuzează din emitor (de tip p) în bază (de tip n), determinînd un curent i_{pE} (de goluri din emitor). Cum însă, prin construcție, grosimea bazei este mult mai mică decît lungimea de difuzie a golurilor în bază, numai un număr foarte mic de goluri se vor recombina în bază cu electronii liberi, existenți aici, determinînd un mic curent i_{pEB}. Marea majoritate a golurilor trec în colector, formînd un curent i_{pEC}. Este evidentă relația :

$$i_{pE} = i_{pEC} + i_{pEB}. \tag{2.14}$$

În joncţiunea emitorului are loc şi o difuzie de electroni din bază (de tip n) în emitor (de tip p), determinînd curentul i_{nBE}. Acest curent, are, în raport cu i_{pE}, o valoare foarte mică, deoarece, după cum am arătat mai sus, baza este mult mai slab dopată cu impurităţi decît emitorul. De aceea, prin i_E vom înţelege curentul de goluri din emitor.

Raportul

$$\alpha_0 = \frac{i_{pEC}}{i_E} \tag{2.15}$$

se numeşte *factor de amplificare în curent static* şi arată ce fracţiune din curentul de emitor soseşte în colector. Pentru tranzistoarele uzuale, $\alpha_0 = 0{,}95$— $0{,}995$.

Mărimea $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}$ înlocuieşte adeseori pe α_0 în specificaţiile cataloagelor fabricilor de tranzistoare.

În joncţiunea colectorului, alimentată în sens invers, în afară de curentul de goluri i_{pEC} mai circulă şi un curent invers, de saturaţie, al diodei colector — bază pe care îl notăm cu I_{CBO}.

Se pot scrie două relaţii importante pentru regimul de curent continuu (regimul static) al unui tranzistor :

$$-i_C = \alpha_0 i_E + I_{CBO}\,; \tag{2.16}$$

$$i_E = i_C + i_B. \tag{2.17}$$

În primă aproximaţie, curentul de emitor poate fi socotit independent de tensiunea colectorului şi este legat de tensiunea aplicată între emitor şi bază prin ecuaţia diodei ideale (2.1) :

$$i_E \cong I_{ES}\cdot\exp\left(\frac{qu_{EB}}{kT}\right), \tag{2.18}$$

în care I_{ES} este curentul de saturaţie al joncţiunii emitor-bază.

Dacă inversăm sensul de alimentare a joncţiunii emitorului, adică dacă baza este pozitivă faţă de emitor, aceasta nu mai emite goluri ($i_{pE} = 0$) şi tranzistorul nu mai conduce (este „blocat").

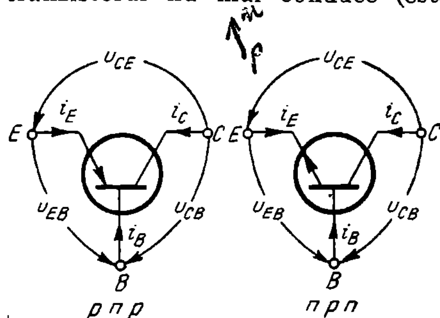


Fig. 2.19. Simbolurile grafice ale tranzistoarelor bipolare şi sensurile de referinţă pentru curenţi şi tensiuni.

În cele de mai sus a fost examinată funcţionarea tranzistoarelor *pnp*. Tranzistoarele *npn* funcţionează în acelaşi mod ca tranzistoarele *pnp*, însă polarităţile tensiunilor aplicate (şi sensurile curenţilor) sînt inversate. Curenţii într-un tranzistor *npn* sînt curenţi de electroni.

În figura 2.19 se arată simbolurile utilizate pentru tranzistoarele bipolare *pnp* şi *npn*. Sensurile de referinţă pentru curenţi şi tensiuni sînt aceleaşi atît pentru tranzistoarele *pnp*, cît şi pentru cele *npn*. Curenţii se consideră pozi-

tivi cînd intră în tranzistor și negativi în caz contrar. Tensiunile se măsoară față de unul dintre terminale și se notează cu doi indici; primul indică terminalul respectiv, iar al doilea indică terminalul luat ca referință de potențial.

2.4.2. PROCEDEE TEHNOLOGICE PENTRU FABRICAREA TRANZISTOARELOR CU JONCȚIUNI

Domeniul tehnologiei semiconductoarelor a trecut printr-o dezvoltare rapidă și revoluționară în deceniul '60, timp în care au apărut cîteva principii și tehnici fundamentale în tehnologia fabricării dispozitivelor semiconductoare. În continuare ne vom referi la trei procedee de bază de fabricare a tranzistoarelor bipolare : prin *metoda alierii, a difuziei,* și prin *tehnologia difuziei planare.*

Alierea este un procedeu răspîndit de realizare a tranzistoarelor din germaniu și siliciu, *pnp* și *npn* dar, datorită unor avantaje tehnologice acest procedeu se preferă la fabricarea tranzistoarelor *pnp* din germaniu.

În procedeul alierii, tranzistoarele se fabrică individual. Procesul de fabricație pornește de la o plăcuță subțire (~ 100 μm) de germaniu de tip *n* monocristalină, care va constitui baza *B* a viitorului tranzistor. De o parte și de alta a plăcuței se fixează cîte o bilă de indiu, care reprezintă impurități de tip *p*. Ansamblul se încălzește la o temperatură (~ 500°C) superioară temperaturii de topire a impurităților, însă inferioară celei de topire a cristalului. Impuritățile intră în monocristal, obținîndu-se astfel zone de semiconductor recristalizat, de tip *p*, avîndu-se grijă ca pentru joncțiunea corespunzătoare colectorului să se obțină o suprafață mai mare (fig. 2.20, *a*).

Prin procedeul alierii se pot fabrica atît tranzistoare de mică putere (sub 1 W), cît și de mare putere, care admit curenți de ordinul zecilor de amperi și pot disipa puteri de ordinul a 100 W. Datorită procesului tehnologic relativ simplu, tranzistoarele aliate au în prezent cel mai scăzut preț de cost. În metoda alierii însă, grosimea medie a bazei nu poate fi controlată cu o pre-

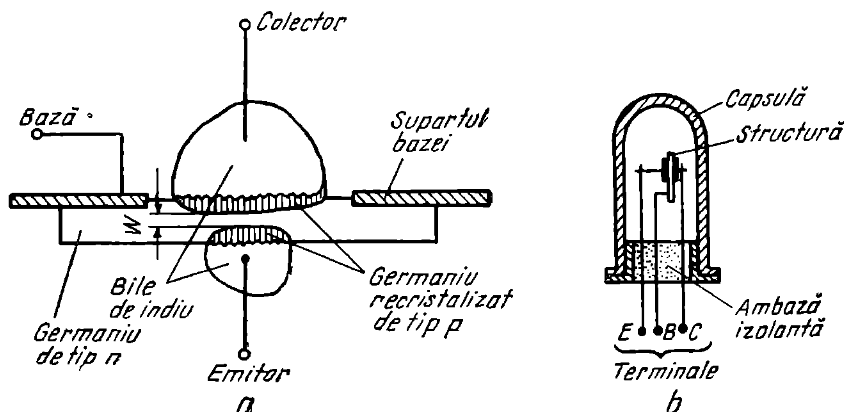


Fig. 2.20. Tranzistor aliat:
a — structură; *b* — tranzistorul încapsulat.

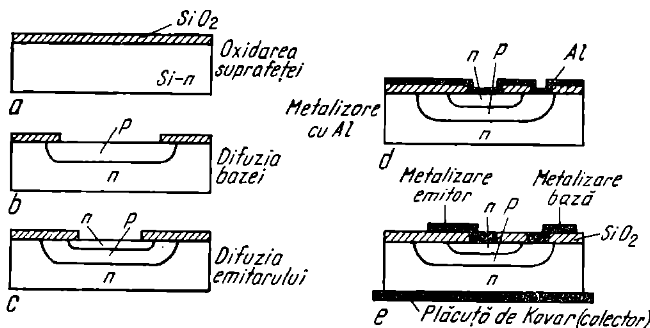


Fig. 2.21. Principalele etape ale procesului de fabricare a tranzistoarelor planare dublu difuzate (*a*, *b*, *c*, *d*) și aspectul final al structurii (*e*).

cizie prea mare. În plus, joncțiunile aliate nu sînt perfect plane, ci prezintă proeminențe. La grosimi de bază mici (frecvențe de lucru mari) proeminențele joncțiunii emitoare pot face scurtcircuit cu cele ale joncțiunii colectoare. Din aceste motive, grosimea minimă a bazei realizabilă prin procedeul alierii este limitată la ~ 10 μm, iar frecvența maximă de lucru este sub 10 MHz.

La **procedeul prin difuzie**, plăcuțele semiconductoare de tip *n* sau de tip *p* se încălzesc la o temperatură mai mare ca la aliere (850° pentru Ge și 1250°C pentru Si), într-o atmosferă care conține impuritățile necesare. Atomii de impuritate bombardează suprafața plăcuțelor și pătrund în interiorul lor la o adîncime care este funcție de cantitatea de impurități existente în atmosferă, de temperatură și de timpul de expunere al plăcuțelor. La difuzie se poate controla cu precizie mai bună decît la aliere adîncimea de pătrundere a impurităților, fiind posibilă obținerea unei baze mai subțiri.

Tehnologia planară este în prezent cea mai perfecționată tehnologie de fabricare a tranzistoarelor. Prin această tehnologie se pot obține tranzistoare cu puteri disipate între 0,1 și 100 W și cu frecvențe de lucru ajungînd pînă la cîțiva gigaherți.

În figura 2.21 sînt arătate principalele faze de fabricare a tranzistoarelor *npn* din siliciu. În prima etapă, placheta monocristalină de siliciu de tip *n* (ρ = 0,1 Ωm) de la care se pornește se acoperă la suprafață cu un strat de SiO_2 de ~ 1 μm grosime (*a*). Coeficienții de difuzie a impurităților uzuale în SiO_2 sînt extrem de mici chiar la temperatura difuziei. Acolo unde siliciul este acoperit la suprafață cu o peliculă de oxid, impuritățile nu pot pătrunde spre interior. Urmează apoi deschiderea, prin metoda fotolitografică, a unei ferestre de mărimea bazei în stratul de oxid. Prin această fereastră se difuzează impurități acceptoare (bor) și se formează astfel regiunea bazei (*b*). După terminarea difuzării bazei, se reface stratul de SiO_2 pe toată suprafața structurii. Se deschide apoi o fereastră de mărimea joncțiunii emitoare în stratul de oxid și se difuzează impurități donore (fosfor) pentru formarea regiunii de emitor (*c*). Din nou se reface stratul protector de SiO_2 pe toată suprafața și apoi se deschid ferestre în stratul de oxid, în locurile unde urmează să se realizeze contactele de emitor și bază. Pentru realizarea contactelor se depune o peliculă de aluminiu (~ 1 μm grosime) pe întreaga suprafață a plachetei și apoi se selectează conexiunile prin corodare chimică (*d*).

Pe o plachetă semiconductoare se formează concomitent cîteva sute de tranzistoare. După detașare, structurile individuale se sudează cu regiunea colectorului pe o plăcuță suport din kovar, prin intermediul căreia se elimină puterea disipată (*e*). Plăcuța de kovar folosește ca terminal de colector și tot prin intermediul ei structura se montează în capsula de protecție. Terminalele de emitor și bază ale capsulei se conectează la depunerea de aluminiu cu ajutorul unor fire subțiri de aur sau aluminiu.

Tehnologia planară permite obținerea unor joncțiuni de calitate (plane și uniforme) și a unor grosimi de bază extrem de mici (sub 1 μm). De asemenea, se pot realiza joncțiuni de suprafață mare, necesare în cazul tranzistoarelor de putere, iar colectorul se poate monta pe un radiator termic, pentru ușurarea eliminării puterii disipate.

Tehnologia difuziei planare permite fabricarea diodelor, tranzistoarelor, rezistoarelor și condensatoarelor în interiorul materialului semiconductor monocristalin. Toate aceste componente de circuit se pot realiza simultan folosind măști adecvate ; apoi, ele se pot interconecta realizîndu-se un circuit electronic. Astfel de circuite, realizate în întregime într-un monocristal de siliciu, se numesc *circuite integrate.*

2.4.3. CARACTERISTICILE STATICE ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR

Caracteristicile statice *exprimă grafic legătura dintre curenții prin tranzistor și tensiunile aplicate între terminale, în regim static.*

Deși tranzistorul este un element activ cu trei terminale sau borne (*E*, *B* și *C*), în schemele practice el poate fi privit ca un cuadripol activ la care intrarea și ieșirea au o bornă comună. După cum această bornă este baza emitorul sau colectorul, există trei moduri fundamentale de a conecta tranzistoarele în montajele practice : *cu baza comună* (cu simbol *BC*), *cu emitorul comun* (*EC*) sau *cu colectorul comun* (*CC*). Cele trei conexiuni fundamentale ale tranzistorului sînt reprezentate în figura 2.22.

Referindu-ne la figura 2.19, în care apar trei curenți (i_E, i_B, i_C) și trei tensiuni (u_{EB}, u_{CB}, u_{CE}), vom observa că relațiile lui Kirchhoff :

$$-i_E = i_C + i_B\,;\quad u_{CE} = u_{CB} - u_{EB} \tag{2.19}$$

limitează numărul mărimilor independente la patru (doi curenți și două tensiuni). Între aceste patru mărimi există două relații caracteristice pentru tranzistorul considerat. Relațiile dintre tensiunile și curenții unui tranzistor, necesare pentru calculul circuitelor în care este utilizat tranzistorul, se determină pe baza caracteristicilor statice.

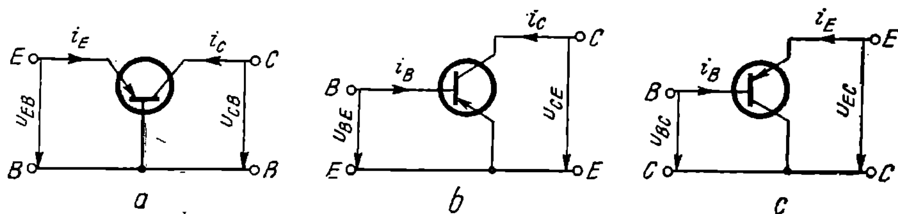


Fig. 2.22. Trei moduri fundamentale de conectare a tranzistorului : *a* — cu bază comună (*BC*) ; *b* — cu emitorul comun (*EC*) ; *c* — cu colectorul comun (*CC*).

Pentru determinarea tensiunilor și a curenților unui tranzistor sînt necesare două familii de caracteristici statice. Alegerea acestor familii din larga varietate posibilă este dictată de considerente practice. În primul rînd vom deosebi caracteristicile în conexiunea *BC* (cu bază comună) de cele în conexiunea *EC* și de cele în conexiunea *CC*.

Pentru conectarea în montaj cu bază comună, caracteristicile principale sînt :

$i_C = f(u_{CB})$ la $i_E = const.$ ⎫
$i_C = f(u_{CB})$ la $u_{EB} = const.$ ⎭ caracteristicile de ieșire ;

$i_E = f(u_{EB})$ la $u_{CB} = const.$— caracteristicile de intrare.

Pentru conectarea în monaj cu emitorul comun :

$i_C = f(u_{CE})$ la $u_{BE} = const.$ ⎫
$i_C = f(u_{CE})$ la $i_B = const.$ ⎭ caracteristicile de ieșire

$i_B = f(u_{BE})$ la $u_{CE} = const.$ — caracteristicile de intrare.

Vom analiza pe rînd toate aceste caracteristici pentru un tranzistor *pnp*.

a) **Caracteristicile de ieşire** $i_C = f(u_{CB})$ la $i_E = const.$ **pentru conectarea cu** *BC* (fig. 2.23). Aceste caracteristici sînt reprezentate folosind convenția de semn pentru curenți și tensiuni indicată în figura 2.19.

Caracteristica pentru $i_E = 0$ corespunde curentului de saturație $i_C = I_{CBO}$. Curbele corespunzătoare altor valori i_E sînt — în regiunea activă ($u_{CB} < 0$) — linii drepte aproape orizontale, corespunzătoare relației (2.16), astfel încît $|i_C| \cong |i_E|$, independent de u_{CB}.

În planul acestor caracteristici se pot separa trei regiuni, din punctul de vedere al funcționării tranzistorului :

— *regiunea activă normală* (*RAN*) : $u_{CB} < 0$, $i_E > 0$, $u_{EB} > 0$, care corespunde funcționării uzuale a tranzistorului cu joncțiunea emitorului polarizată în sens de conducție și joncțiunea colectorului polarizată în sens de blocare ;

— *regiunea de tăiere :* $u_{CB} < 0$, $u_{EB} \leqslant 0$, $i_E \leqslant 0$, care corespunde funcționării tranzistorului cu ambele joncțiuni polarizate în sens invers ;

— *regiunea de saturație :* $u_{CB} > 0$, $i_E > 0$, care corespunde funcționării tranzistorului cu ambele joncțiuni polarizate direct.

b) **Caracteristicile de ieşire** $i_C = f(u_{CB})$ la $u_{EB} = const.$ **pentru conectarea în montaj** *BC* (fig. 2.24). Comparînd această figură cu cea precedentă,

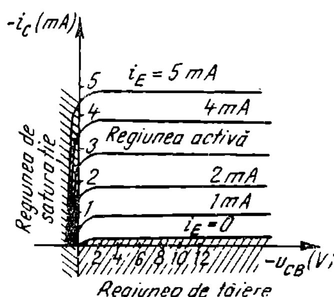


Fig. 2.23. Caracteristicile de ieșire $i_C = f(u_{CB}, i_E)$.

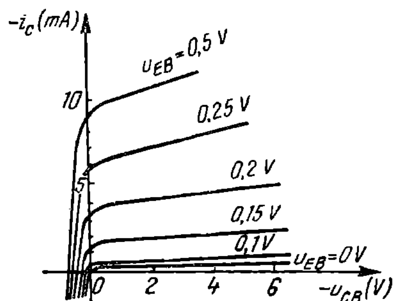


Fig. 2.24. Caracteristicile de ieșire $i_C = f(u_{CB}, u_{EB})$.

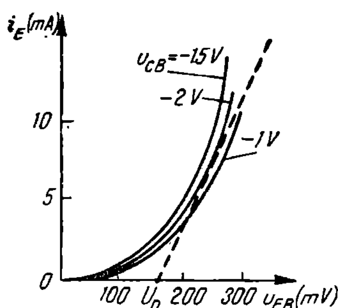


Fig. 2.25. Caracteristicile de intrare $i_E = f(u_{EB}, u_{CE})$.

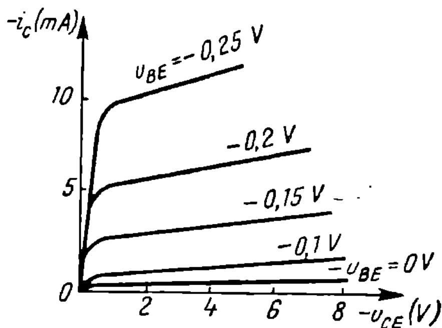


Fig. 2.26. Caracteristicile de ieşire $i_C = f(u_{CE}, u_{BE})$.

observăm o înclinare diferită a caracteristicilor, ceea ce arată că rezistenţa internă a colectorului este mult mai mică în cazul cînd intrarea este în scurtcircuit din punctul de vedere al regimului variabil, de curent alternativ ($u_{EB} = const.$), decît în cazul cînd intrarea este în gol ($i_E = const.$).

c) **Caracteristicile de intrare** $i_E = f(u_{EB})$ la $u_{CB} = const.$ **pentru conectarea în montaj** *BC* (fig. 2.25). Aceste caracteristici sînt neliniare, reflectînd variaţia exponenţială a curentului de emitor cu tensiunea emitor-bază, corespunzătoare relaţiei (2.18). Pentru diverse valori ale tensiunii de ieşire u_{CB} corespund caracteristici diferite. Se pune astfel în evidenţă o influenţă foarte mică a tensiunii de ieşire asupra celei de intrare.

d) **Caracteristicile de ieşire** $i_C = f(u_{CE})$ la $u_{BE} = const.$, **pentru conectarea în montaj cu emitorul comun** (fig. 2.26).

Ţinînd seama de relaţia :

$$u_{CE} = u_{CB} + u_{BE} = u_{CB} - u_{EB}, \tag{2.20}$$

se constată că aceste caracteristici se pot obţine din caracteristicile $i_C = f(u_{CB})$ pentru $u_{EB} = const.$ (fig. 2.24) prin translarea fiecărei caracteristici cu tensiunea u_{BE} respectivă, în lungul axei u_{CB} care devine astfel axă u_{CE}. Deoarece pentru fiecare caracteristică punctul $i_C = 0$ corespunde unei tensiuni $u_{CB} \cong u_{EB}$ (conform celor arătate anterior), rezultă că el va corespunde originii axelor întrucît tensiunea u_{CE} respectivă va fi practic nulă.

Deci, curbele din familia de caracteristici $i_C = f(u_{CE})$ pentru $u_{BE} = const.$ vor avea fiecare în parte aceeaşi formă cu cele corespunzătoare din familia $i_C = f(u_{CB})$ la $u_{EB} = const.$ şi se vor intersecta toate în origine (fig. 2.26).

e) **Caracteristicile de ieşire** $i_C = f(u_{CE})$ la $i_B = const.$ **în conexiunea cu emitorul comun** (fig. 2.27). Caracteristicile din figura 2.27 sînt — în mare — asemănătoare cu cele din figura 2.23, fiind (în regiunea activă normală) drepte aproximativ paralele şi aproape uniform distanţate. Aceste drepte corespund relaţiei :

$$i_C = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0} i_B + \frac{1}{1-\alpha_0} I_{CBO} = \beta_0 i_B + I_{CEO}, \tag{2.21}$$

care se deduce din relaţiile (2.16) şi (2.17).

Dacă în figura 2.23 slaba variaţie a lui α_0 cu tensiunile şi curenţii în tranzistor era abia vizibilă, în figura 2.27 ea este bine pusă în evidenţă, datorită factorului $1/1 - \alpha_0$ care este foarte sensibil la mici variaţii ale lui α_0.

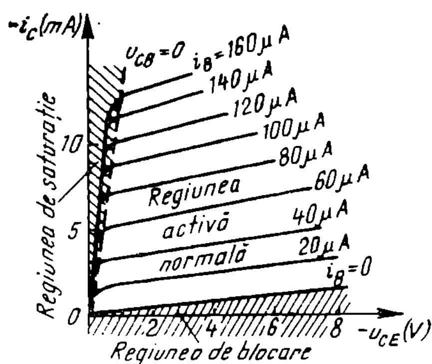


Fig. 2.27. Caracteristicile de ieșire $i_C = f(u_{CE}, i_B)$.

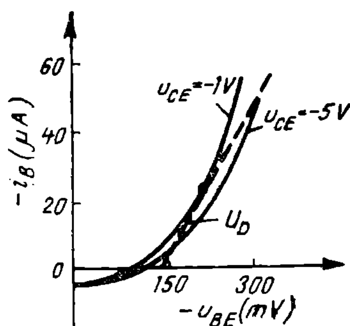


Fig. 2.28. Caracteristicile de intrare $i_B = f(u_{BE}, u_{CE})$.

Caracteristicile $i_C = f(u_{CE})$ pentru $i_B = const.$ sînt aproximativ echidistante, cu excepția zonei curenților mari în care curbele devin din ce în ce mai dese.

O altă diferență față de caracteristicile din figura 2.23 o găsim în poziția regiunii de saturație a tranzistorului. Acum această regiune este situată în cadranul *I* în întregime ($u_{CE} < 0$). În planul i_C, u_{CE}, frontiera între regiunea activă normală și regiunea de saturație este curba trasată punctat în figura 2.27, care unește punctele $u_{CB} = 0$ de pe fiecare caracteristică. Cu aproximație, se poate lua drept linie de demarcație între *RAN* și regiunea de saturație partea comună a caracteristicilor.

f) **Caracteristicile de intrare** $i_B = f(u_{BE})$ la $u_{CE} = const.$, **în conexiunea** *EC* (fig. 2.28). Aceste caracteristici au o alură similară cu caracteristicile $i_E = f(u_{EB})$ la $u_{CB} = const.$, făcînd abstracție de translatarea spre valori negative (datorită lui I_{CBO}). Creșterea tensiunii colector-emitor aplicate duce la scăderea lui i_B.

Caracteristicile prezentate în figurile 2.23—2.28 sînt suficiente pentru determinarea comportării statice a unui tranzistor în conectările uzuale.

Se menționează că în practică se folosesc uneori și caracteristicile de transfer $i_C = f(u_{EB})$ la $u_{CB} = const.$, $i_C = f(u_{BE})$ la $u_{CE} = const.$, $i_C = f(i_B)$ la $u_{CE} = const.$ Acestea se obțin cu ușurință din familiile caracteristicilor de ieșire, în conectările respective, prezentate anterior.

Prezentarea caracteristicilor statice pe aceeași figură. În cataloagele de tranzistoare se dau frecvent toate caracteristicile pe aceeași figură. În fiecare cadran se trasează o familie de caracteristici, după cum urmează (fig. 2.29) :

— cadranul *I* — caracteristicile de ieșire $i_C(u_{CE})$ cu i_B ca parametru ;
— cadranul *II* — caracteristicile de transfer $i_C(i_B)$ cu u_{CE} ca parametru ;
— cadranul *III* — caracteristicile de intrare $i_B(u_{BE})$ cu u_{CE} ca parametru ;
— cadranul *IV* — caracteristicile de reacție $u_{BE}(u_{CE})$ cu i_B ca parametru.

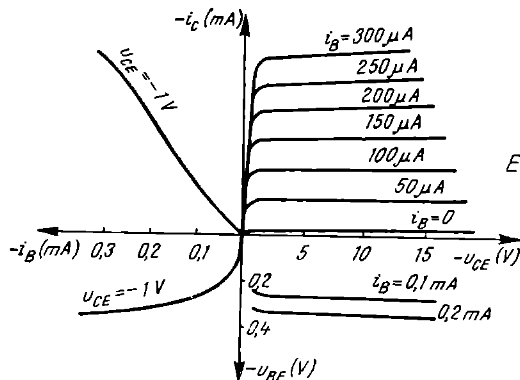


Fig. 2.29. Caracteristicile statice ale tranzistorului *pnp* în conexiunea *EC*.

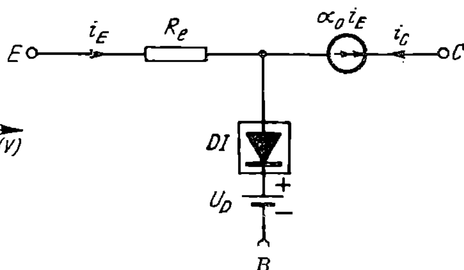


Fig. 2.30. Model static liniarizat pentru tranzistor *pnp* în conexiunea *BC*.

2.4.4. CIRCUITE ECHIVALENTE (MODELE) STATICE LINIARIZATE PENTRU TRANZISTOARE BIPOLARE

Calculul regimului static al circuitelor cu tranzistoare (cînd variabilele la borne sînt fie constante, fie foarte lent variabile în timp) poate fi mult simplificat aproximînd caracteristicile statice prin segmente de dreaptă.

a) **Conexiunea** *BC*. Neglijînd influența tensiunii u_{CB} asupra lui i_E, caracteristicile de intrare pentru conexiunea *BC* pot fi aproximate prin două segmente de dreaptă (fig. 2.25 — punctat) :

$$\begin{cases} i_E = 0 \text{ pentru } u_{EB} \leqslant U_D ; \\ i_E = \dfrac{u_{EB} - U_D}{R_e}, \text{ pentru } u_{EB} > U_D, \end{cases} \tag{2.22}$$

unde U_D este tensiunea de deschidere a joncțiunii emitoare, iar rezistența R_e poate fi calculată aproximativ ca și în cazul joncțiunii *pn*, cu relația :

$$R_e = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_E}, \tag{2.23}$$

în care pentru I_E se consideră valoarea curentului la mijlocul intervalului de curenți pentru care este destinat modelul.

Circuitul de intrare al tranzistorului, descris de ecuațiile (2.22) poate fi modelat cu un circuit echivalent format dintr-o rezistență R_e și o diodă ideală înseriată cu un generator U_D (fig. 2.30). Pentru circuitul de ieșire, relația : $-i_C = +\alpha_0 i_E + I_{CBO}$ sugerează că tranzistorul poate fi modelat cu un generator (sursă) de curent comandat de curentul de emitor, efectul lui I_{CBO} putînd fi neglijat.

Modelul la care am ajuns *este valabil numai în regiunea activă.* Uneori rezistența R_e se neglijează, obținîndu-se un circuit echivalent mai simplu.

b) **Conexiunea** *EC*. Caracteristicile de intrare se pot aproxima, ca și în cazul conexiunii *BC*, prin două segmente de dreaptă (vezi fig. 2.28 — punctat), iar modelul pentru circuitul de intrare va avea o formă asemănătoare.

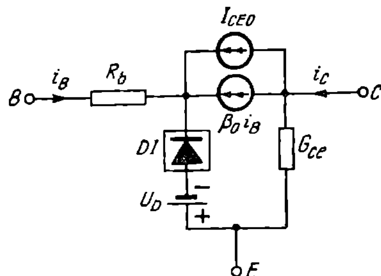


Fig. 2.31. Model static liniarizat pentru tranzistor *pnp* în conexiunea *EC* valabil pentru regiunea activă și pentru cea de blocare.

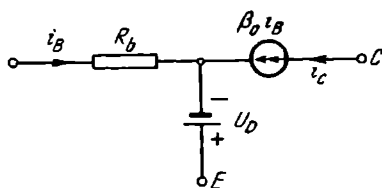


Fig. 2.32. Model static liniarizat simplificat pentru tranzistor *pnp* în conexiunea *EC*, pentru regiunea activă.

Intervine însă o altă rezistență serie (R_b). Avînd în vedere că $i_B = i_E/(\beta_0 + 1)$, valoarea acestei rezistențe va fi :

$$R_b = (\beta_0 + 1)R_e \text{ sau } R_b \cong \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_B}. \tag{2.24}$$

Relația $i_C = \beta_0 i_B + (\beta_0 + 1)I_{CBO}$ arată că în circuitul de ieșire trebuie să introducem un generator de curent comandat $\beta_0 i_B$ — acesta fiind elementul principal din circuitul de ieșire — și un generator de curent constant $(\beta_0 + 1)I_{CBO} = I_{CEO}$, care este important numai la tranzistoarele din germaniu. Înclinarea caracteristicilor de ieșire poate fi modelată cu o conductanță G_{ce} între colector și emitor. *Circuitul* echivalent la care s-a ajuns (fig. 2.31) *modelează comportarea tranzistorului în regiunea activă normală și în regiunea de tăiere.*

Foarte utilizat este modelul liniarizat din figura 2.32, valabil *numai pentru funcționarea tranzistorului în RAN* care simplifică mult tratarea regimului static al tranzistorului ; în același timp, precizia calculelor este satisfăcătoare pentru cele mai multe aplicații.

2.4.5. INFLUENȚA TEMPERATURII ASUPRA REGIMULUI STATIC AL TRANZISTORULUI

Caracteristicile statice și parametrii regimului static se modifică cu temperatura. Cele mai importante efecte ale temperaturii asupra regimului de c.c. sînt următoarele :

— *variația curentului rezidual (de saturație) de colector,* I_{CBO} ;

— *variația factorului* (coeficientului) *de amplificare în curent* bază-colector β_0 ;

— *variația tensiunii de deschidere* U_D.

În figura 2.33 se arată variația lui I_{CBO} cu temperatura pentru tranzistoare de germaniu și siliciu de mică putere. La tranzistoarele din germaniu, în jurul temperaturii ambiante curentul rezidual se dublează pentru o creștere a temperaturii cu 9—10°C, iar la cele din siliciu — pentru o creștere cu 6—8°C. Mai observăm că, în domeniul temperaturilor de interes practic, curentul rezidual al tranzistoarelor din siliciu este neglijabil.

Atît creşterea lui I_{CBO}, cît şi creşterea lui β_0, vor determina o deplasare în sus a caracteristicilor de ieşire $i_C(u_{CE})$ odată cu creşterea temperaturii. La tranzistoarele cu siliciu, translatarea caracteristicilor este cauzată practic numai de creşterea lui β_0 cu temperatura, pe cînd la cele cu germaniu predominant este efectul creşterii curentului rezidual I_{CBO}.

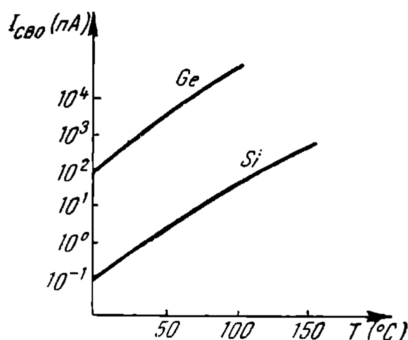


Fig. 2.33. Curentul rezidual I_{CBO} în funcţie de temperatură.

Tensiunea pe joncţiunea emitoare u_{BE}, la curent de bază constant, scade în valoare absolută odată cu creşterea temperaturii. Caracteristicile statice de intrare $i_B(u_{BE})$ se deplasează spre axa i_B la creşterea temperaturii. În modelele statice liniarizate, efectul temperaturii asupra caracteristicii de intrare este redat printr-o scădere a tensiunii de deschidere u_D cu aproximativ 2 mV pe grad Celsius.

În rezumat, putem spune că efectul temperaturii asupra regimului static este caracterizat numai de variaţia lui β_0 şi u_{BE} la tranzistoarele cu siliciu, la cele cu germaniu intervenind şi variaţia lui I_{CBO}, care de multe ori are chiar rolul cel mai important.

2.4.6. REGIMUL TERMIC AL TRANZISTORULUI

În timpul funcţionării dispozitivelor semiconductoare, o parte din puterea electrică se disipă sub formă de căldură. Puterea disipată determină creşterea temperaturii. Datorită dependenţei caracteristicilor electrice de temperatură, la dispozitivele semiconductoare problema puterii disipate este de primă importanţă.

Disiparea de putere are loc într-o regiune limitată a structurii semiconductoare. În cazul diodelor şi tranzistoarelor, spre exemplu, degajarea căldurii are loc în regiunile de tranziţie ale joncţiunilor, întrucît pe acestea cade întreaga tensiune aplicată din exterior.

La tranzistor, curenţii care străbat cele două joncţiuni sînt aproape egali, dar tensiunea aplicată pe joncţiunea colectorului, în regim normal de lucru, este mult mai mare decît cea aplicată pe joncţiunea emitorului; de aceea, cea mai intensă degajare de căldură are loc în regiunea de tranziţie a joncţiunii colectorului.

Puterea disipată de tranzistor se compune, în cazul general, din puterile disipate de joncţiunile colectorului şi emitorului:

$$p_D = p_{DC} + p_{DE} = i_C u_{CB} + i_E u_{EB} \cong i_C u_{CB}. \qquad (2.25)$$

Puterea disipată în tranzistor conduce la creşterea temperaturii joncţiunii colectoare T_j antrenînd, pentru temperaturi care depăşesc 85°C respectiv 150°C pentru tranzistoarele cu germaniu, respectiv siliciu, fenomene ireversibile (topiri şi recristalizări locale) care degradează structura.

Pentru ca temperatura joncțiunii să nu depășească temperatura limită $T_{j\,max}$, trebuie ca puterea reală p_D să nu depășească puterea disipată maxim admisibilă $p_{D\,max}$. Această putere, pentru un tranzistor dat, se calculează cu ajutorul unei mărimi măsurabile, dependentă de construcția tranzistorului, numită *rezistență termică* și notată cu R_t.

În cataloagele de tranzistoare se indică rezistența termică globală joncțiune-mediu ambiant $R_{t,\,ja}$. Valoarea ei obișnuită **la tranzistoarele de mică putere** este cuprinsă în intervalul 100—500°C/W.

Puterea maximă pe care o poate disipa tranzistorul (puterea disipată maximă admisă) este dată de relația :

$$p_{D\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{t,\,ja}}\,. \tag{2.26}$$

Uneori, în cataloage se dă dependența $p_{D\,max}(T_a)$ din care poate fi calculată rezistența termică $R_{t,\,ja}$ folosind relația de mai sus.

La tranzistoarele de putere, rezistența termică joncțiune-corp metalic (suport+capsulă) este $R_{t,jc} \cong 2$°C/W, iar cea între corpul metalic și mediul ambiant $R_{t,ca} \cong 40$°C/W. Puterea maximă pe care o poate disipa un tranzistor de germaniu avînd aceste rezistențe termice este de 1—2 W, iar în cazul tranzistoarelor de siliciu, 2—5 W. Pentru creșterea puterii disipate admise, tranzistorului i se atașează un radiator termic.

Problema care se pune în cazul tranzistoarelor de putere o constituie dimensionarea radiatorului necesar pentru o anumită putere disipată admisă ($p_{D\,max}$) la o temperatură ambiantă (T_a) dată. Din cataloage se cunosc : $T_{j\,max}$, $R_{t,jc}$, $R_{t,ca}$. Uneori, în loc de $R_{t,jc}$ cataloagele dau puterea disipată pentru un radiator de arie infinită ($p_{D\infty}$) la o temperatură ambiantă $T_a = 25$°C :

$$p_{D\infty} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{t,\,jc}}\,. \tag{2.27}$$

Ca material pentru construcția radiatoarelor se utilizează aluminiul și, mai rar, cuprul*.

2.4.7. CONSIDERAȚII PRIVIND ALEGEREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE ȘI DETERMINAREA SA GRAFICĂ

Pentru a putea realiza amplificarea unui semnal folosind tranzistorul bipolar, este necesar ca un circuit exterior să polarizeze tranzistorul în regiunea activă. Alegerea punctului static de funcționare se face pe baza unor criterii care variază cu funcția circuitului respectiv.

Pentru buna funcționare a tranzistorului, trebuie să se delimiteze în planul caracteristicilor de ieșire o **regiune în care se admite plasarea punctului de funcționare.**

* Pentru proiectarea radiatorului, cititorul poate consulta literatura de specialitate [3, 18, 19].

În figura 2.34 sînt reprezentate caracteristicile de ieșire ale unui tranzistor *npn* în conexiune *EC* (mai larg folosită în practică). Regiunea admisă este determinată de trei mărimi : *puterea disipată maximă, tensiunea maximă admisă* și *curentul maxim admis*. Aceste mărimi sînt date în cataloage.

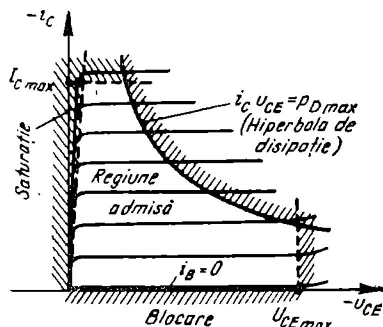


Fig. 2.34. Delimitarea regiunii admise de funcționare a tranzistorului bipolar *npn*.

Condiția ca puterea disipată de tranzistor să nu depășească limita maximă admisă determină o graniță sub formă de hiperbolă în planul caracteristicilor de ieșire, numită hiperbola de disipație :

$$i_C \cdot u_{CE} = p_{D\,max}. \qquad (2.28)$$

Tensiunea colector-emitor nu trebuie să depășească o valoare maxim admisă, $U_{CE\,max}$. De obicei, limitarea tensiunii este determinată de multiplicarea în avalanșă a purtătorilor în regiunile de tranziție ale joncțiunilor, care duce la străpungerea tranzistorului (curentul de colector crește mult, independent de valoarea curentului de bază aplicat).

Limitarea curentului de colector la o valoare $I_{C\,max}$ determină o graniță sub forma unei linii orizontale. Trebuie observat că nu totdeauna limitarea curentului de colector este impusă de pericolul distrugerii tranzistorului, ci foarte frecvent apare ca o limită peste care tranzistorul nu mai satisface ca performanțe (β_0 scade foarte mult).

În domeniul tensiunilor mici, regiunea admisă de lucru este mărginită de granița dintre regiunea activă și regiunea de saturație, iar în domeniul curenților mici, de granița între regiunea activă și cea de tăiere (blocare).

Pentru fiecare caz concret, se poate alege un punct optim de funcționare în regiunea permisă. Circuitul de polarizare trebuie să asigure funcționarea tranzistorului în punctul ales.

Pentru un tranzistor dat, definit prin caracteristicile sale într-o conexiune dată, sînt suficiente două **mărimi pentru fixarea punctului static de funcționare.** Au o mai largă utilizare următoarele combinații :

— tensiuni de ieșire, curent de ieșire : (U_{CB}, I_C), (U_{CE}, I_C) ;

— tensiuni de ieșire, tensiuni de intrare : (U_{CB}, U_{EB}) ; (U_{CE}, U_{BE}).

În figura 2.35 sînt prezentate **circuitele de polarizare cu două surse de alimentare** pentru conectarea cu baza comună (fig. 2.35, *a*) și cu emitorul

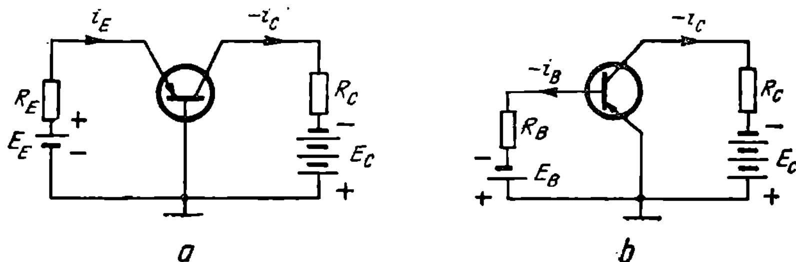


Fig. 2.35. Circuite de polarizare pentru tranzistoare bipolare cu două surse de alimentare :
a — în conexiune *BC* ; *b* — în conexiune *EC*.

comun (fig. 2.35, *b*). Acest mod de polarizare apare ca o consecință normală a modului de funcționare a tranzistorului bipolar, descris la începutul paragrafului (2.4.1).

Pentru schema cu baza comună din figura 2.35, *a*, vom scrie expresia curentului de colector și a tensiunii colector-bază (mărimi ce caracterizează punctul static de funcționare) în funcție de elementele E_E, E_C, R_E, R_C ale schemei și de parametrii α_0, I_{CBO}, U_{EB} ai tranzistorului. Se va presupune că tranzistorul lucrează în regiunea activă normală a caracteristicilor și se va găsi condiția pe care trebuie să o îndeplinească elementele montajului pentru ca această presupunere să fie adevărată.

În regiunea activă normală — $I_C = \alpha_0 I_E + I_{CBO}$, unde I_E rezultă din scrierea ecuației a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul emitorului, iar U_{CB} — din ecuația pe ochiul colectorului. Astfel :

$$I_E = \frac{E_E - U_{EB}}{R_E}, \tag{2.29}$$

deci

$$-I_C = \alpha_0 \frac{E_E - U_{EB}}{R_E} + I_{CBO} \tag{2.30}$$

$$U_{CB} = -E_C - I_C R_C = -E_C + \alpha_0 \frac{R_C}{R_E}(E_E - U_{EB}) + R_C I_{CBO}. \tag{2.31}$$

Pentru menținerea punctului static în regiunea activă normală, trebuie îndeplinită condiția $U_{CB} < 0$, care conduce la relația :

$$\frac{E_C}{E_E} > \alpha_0 \frac{R_C}{R_E}\left(1 - \frac{U_{EB}}{E_E}\right) + \frac{R_C I_{CBO}}{E_E} \cong \alpha_0 \frac{R_C}{R_E}. \tag{2.32}$$

În mod analog se poate proceda *pentru schema cu EC* (fig. 2.35, *b*).

În etajele de amplificare, **fixarea punctului static** sau **mediu de funcționare** al tranzistorului se realizează, în mod obișnuit, cu ajutorul circuitelor de polarizare ce conțin **o singură sursă de alimentare**. În figura 2.36 este prezentat un circuit de polarizare simplu pentru un tranzistor *npn* în conexiunea *EC*. Polarizarea bazei tranzistorului se face printr-o rezistență serie R_B de la tensiunea E_C. Presupunem că tranzistorul utilizat în schemă are caracteristicile statice din figurile 2.37 *a* și *b*.

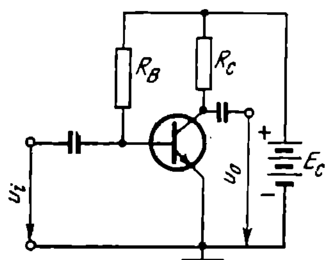


Fig. 2.36. Circuit de polarizare simplu cu o singură sursă pentru tranzistor în conexiune *EC*.

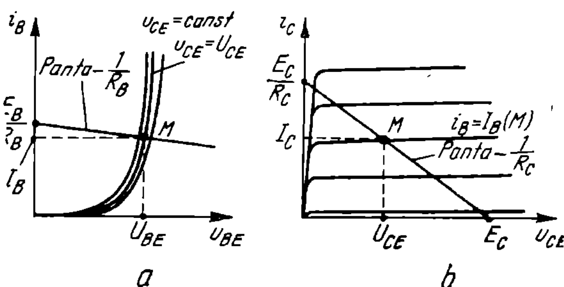


Fig. 2.37. Determinarea grafică a punctului static de funcționare al tranzistorului din figura 2.36.

Determinarea punctului static de funcţionare poate fi făcută pe baza ecuaţiilor de tensiuni pentru ochiuri :

$$E_C = R_B I_B + U_{BE} \cong R_B I_B \qquad (2.33)$$

$$E_C = R_C I_C + U_{CE} \qquad (2.34)$$

şi a caracteristicilor statice ale tranzistorului. Curentul de bază este practic determinat numai de E_C şi R_B, iar curentul de colector va fi de aproximativ β_0 ori mai mare :

$$I_B \cong E_C/R_B ; \quad I_C \cong \beta_0 E_C/R_B.$$

Ecuaţiile (2.33) şi (2.34) pot fi soluţionate grafic. Prima dintre ele reprezintă o dreaptă de pantă $-1/R_B$ în planul caracteristicilor de intrare (fig. 2.37, *a*). Intersecţia acestei drepte cu caracteristica de intrare pentru $u_{CE} = U_{CE}$ furnizează punctul static de funcţionare M în acest plan. Întrucît U_{CE} este deocamdată necunoscut şi avînd în vedere influenţa sa redusă asupra caracteristicilor de intrare, se poate lua o caracteristică medie, de exemplu $U_{CE} = E_C/2$. De altfel, dreapta (2.33) este aproape orizontală şi nu se comite o eroare semnificativă făcînd această aproximaţie.

În planul caracteristicilor de ieşire, ecuaţia (2.34) reprezintă o dreaptă de pantă $-1/R_C$, numită *dreaptă de sarcină statică* (fig. 2.37, *b*). Intersecţia acestei drepte cu caracteristica de ieşire corespunzătoare curentului de bază determinat anterior reprezintă punctul static de funcţionare M în planul caracteristicilor de ieşire.

Din grafice rezultă şi celelalte mărimi ce caracterizează punctul static de funcţionare (U_{BE}, U_{CE}).

După cum s-a arătat în subparagraful 2. 4. 5, **variaţia temperaturii influenţează regimul de c.c.** al tranzistorului, modificînd în consecinţă punctul static de funcţionare. Astfel, *dacă temperatura creşte*, punctul static de funcţionare se deplasează spre regiunea de saturaţie (în planul caracteristicilor de ieşire), iar *dacă temperatura scade* — spre regiunea de tăiere (blocare). Din mai multe motive (distorsionarea semnalelor amplificate, ambalarea termică a tranzistorului etc.) se impune localizarea cu precizie a punctului static de funcţionare.

În concluzie, *circuitul de polarizare va trebui* nu numai *să asigure funcţionarea tranzistorului într-un punct static precizat*, ci va trebui să asigure *şi menţinerea acestui punct cînd temperatura se modifică*. Circuitele de polarizare din figura 2.35, *b* şi din figura 2.36 nu asigură stabilitatea punctului de funcţionare la variaţii ale temperaturii. De exemplu, pentru schema din figura 2.36, dacă temperatura creşte curentul colectorului creşte în special datorită creşterii lui β_0 cu temperatura (tranzistorul fiind de tip *npn* cu siliciu), schema asigurînd $I_B = const$. De aceea, acest circuit nu poate fi utilizat decît în cazurile cînd temperatura ambiantă este aproape constantă şi disipaţia tranzistorului este mică.

2.4.8. CIRCUITE DE POLARIZARE CARE ASIGURĂ STABILIZAREA TERMICĂ A PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE

Exemplul dat mai sus reliefează necesitatea luării unor măsuri pentru stabilizarea punctului static de funcționare al tranzistorului bipolar în conexiune *EC*. **Procedeele de stabilizare termică** pot fi împărțite în două categorii :

— *procedee liniare*, care utilizează în circuitul de polarizare elemente liniare (rezistoare) ;

— *procedee neliniare* sau *de compensare*, care compensează variația parametrilor tranzistorului cu temperatura, folosind elemente cu caracteristici dependente de temperatură (termistoare, diode).

Procedeele liniare realizează stabilizarea atît la variația temperaturii, cît și la dispersia de fabricație a caracteristicilor tranzistoarelor. Procedeele neliniare nu realizează stabilizarea în raport cu dispersia de fabricație a caracteristicilor tranzistoarelor, și, în plus, cer o reglare minuțioasă.

2.4.8.1. Procedee liniare de stabilizare a punctului static

a) **Stabilizarea cu rezistență serie în emitor.** Procedeul uzual de stabilizare constă în introducerea unei rezistențe R_E între emitor și punctul de masă (fig. 2.38). Efectul stabilizator al acestei rezistențe pentru schema din figura 2.38, *a* poate fi explicat în felul următor :

La creșterea temperaturii, I_C tinde să crească atît datorită creșterii lui β_0 și I_{CBO}, cît și datorită scăderii lui u_{BE}. Căderea de tensiune continuă U_E pe rezistența R_E va crește și, ca rezultat, curentul de bază nu mai rămîne constant ca în montajul din figura 2.36, ci scade cu creșterea temperaturii :

$$I_B = \frac{E_C - U_{BE} - U_E}{R_B} = \frac{E_C - U_{BE} - R_E(I_C + I_B)}{R_B} . \qquad (2.35)$$

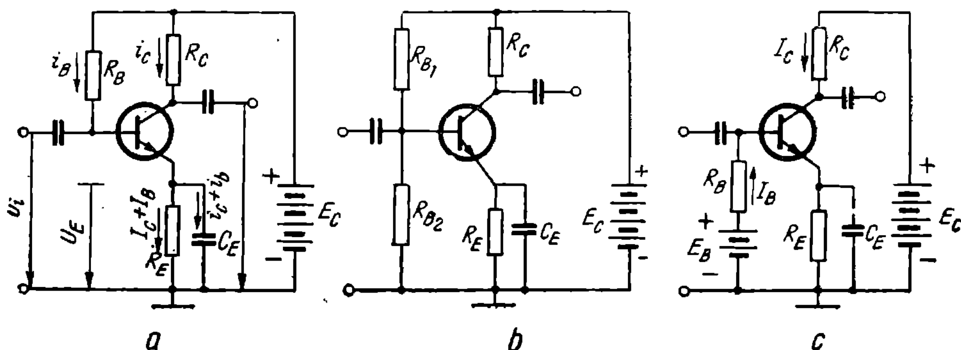


Fig. 2.38. Circuite de polarizare uzuale stabilizate termic prin reacție serie pentru tranzistor în conexiune *EC*.

Datorită scăderii lui I_B, I_C scade compensînd în felul acesta o parte din creşterea provocată de variaţia parametrilor β_0, I_{CBO}, U_{BE} cu temperatura. Avem aici de-a face cu o reacţie negativă şi de aceea procedeul este numit *stabilizare cu reacţie serie* sau *cu reacţie negativă de curent.*

În mod asemănător, rezistenţa R_E reduce deplasarea punctului static de funcţionare datorită dispersiei tehnologice a parametrilor tranzistoarelor sau datorită variaţiei în timp a parametrilor.

Cel mai utilizat circuit pentru polarizarea tranzistorului bipolar este cel din figura 2.38, *b*, care foloseşte un divizor de tensiune rezistiv, realizat cu ajutorul rezistenţelor R_{B1} şi R_{B2}. Acest circuit oferă o mai bună stabilizare a punctului de funcţionare la variaţii de temperatură faţă de schema precedentă. Îmbunătăţirea adusă rezultă mai clar înlocuind divizorul din bază, conform teoremei lui Thèvenin, cu un generator de tensiune (fig. 2.38, *c*)

$$E_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C \tag{2.36}$$

în serie cu o rezistenţă

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} . \tag{2.37}$$

Expresia componentei continue (statice) a curentului de bază este în acest caz următoarea:

$$I_B = \frac{E_B - U_{BE} - R_E (I_C + I_B)}{R_B} . \tag{2.38}$$

Din compararea relaţiilor (2.35) şi (2.38) şi avînd în vedere că valoarea lui E_B este mult mai mică decît E_C, rezultă că aceeaşi variaţie a curentului de emitor $(I_C + I_B)$ determină în montajul cu divizor în bază o variaţie relativă mai mare a lui I_B. Astfel va putea fi compensată o mai mare parte din creşterea lui I_C dată de creşterea temperaturii.

b) **Stabilizarea cu rezistenţă între bază şi colector (reacţie negativă de tensiune sau reacţie paralel).** Pierderea de tensiune continuă pe rezistenţa R_E constituie un dezavantaj important cînd tranzistorul lucrează la nivele mari de putere. În astfel de cazuri, stabilizarea punctului de funcţionare poate fi realizată polarizînd baza printr-o rezistenţă conectată între colector şi bază, ca în figura 2.39. În acest caz, curentul de bază are următoarea expresie:

$$I_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{R_{BC}} . \tag{2.39}$$

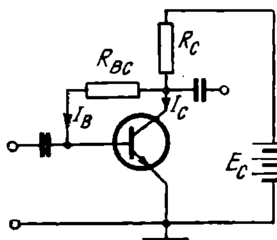


Fig. 2.39. Circuit de polarizare stabilizat termic prin reacţie paralel.

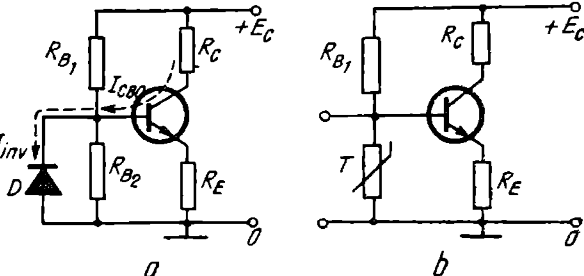


Fig. 2.40. Procedee neliniare de stabilizare a punctului static de funcţionare al tranzistorului bipolar în conexiunea *EC*:

a — compensarea lui I_{CBO} cu o diodă polarizată invers; *b* — compensare termică cu termistor.

Cînd curentul de colector crește datorită creșterii temperaturii, tensiunea pe colector, $U_{CE} = E_C - R_C \cdot I_C$ scade. Aceasta conduce la micșorarea curentului de bază și deci la compensarea parțială a creșterii lui I_C datorită temperaturii.

Rezistența R_{BC} are efect stabilizator și în cazul dispersiei tehnologice a caracteristicilor tranzistoarelor.

c) Uneori, în vederea unei mai bune stabilizări termice a punctului static de **funcționare**, se folosesc **circuite de polarizare cu reacție negativă, în curent continuu, combinată (serie-paralel).** Se poate realiza în acest mod o stabilizare **bună** cu valori pentru R_E mai mici ca în cazul circuitului din figura 2.38, *b*.

2.4.8.2. Procedee neliniare de stabilizare a punctului static

a) Efectul creșterii curentului rezidual de colector I_{CBO} cu temperatura poate fi compensat **cu o diodă polarizată invers, conectată între bază și masă** (**fig.** 2.40, *a*). Rolul acestei diode poate fi înțeles observînd că, în conexiunea *EC*, curentul invers al joncțiunii colectorului (I_{CBO}) se închide la sursă prin joncțiunea emitorului, întrucît rezistența prezentată de aceasta este mult mai mică decît rezistența R_B din circuitul bazei. Din această cauză, I_{CBO} este amplificat ajungînd să dea un curent de colector mare; spre exemplu, cu baza în gol ($R_B = \infty$), $I_C = I_{CEO} = (\beta_0 + 1)I_{CBO}$. Curentul invers al diodei determină, de asemenea, o variație a curentului prin joncțiunea emitorului, dar aceasta are sens invers față de cea determinată de I_{CBO}. Dacă se alege dioda astfel încît să aibă curentul invers egal cu I_{CBO} și, în plus, aceeași variație cu temperatura, atunci efectul lui I_{CBO} va fi compensat; I_{CBO} se închide prin diodă și nu mai este amplificat de tranzistor.

Rezistența R_E din emitor are rolul de a stabiliza variația lui β_0 cu temperatura și de a ridica potențialul bazei pentru ca dioda de compensare să fie polarizată invers.

b) O compensare termică mai generală, incluzînd toate cauzele de instabilitate la variația temperaturii, se poate realiza introducînd **un termistor în divizorul care polarizează baza** (fig. 2.40, *b*). Termistoarele sînt dispozitive a căror rezistență scade la creșterea temperaturii. Ele sînt realizate din oxizi semiconductori (MgO, BaO, NiO etc.). La creșterea temperaturii, scăzînd rezistența termistorului, scade tensiunea aplicată bazei și în felul acesta poate fi compensată creșterea curentului de colector determinată de variația parametrilor tranzistorului cu temperatura.

Rezistența din emitor R_E are o valoare mult mai mică decît în cazul circuitului stabilizat numai prin reacție serie. Ea asigură numai stabilizarea la dispersia tehnologică a parametrilor tranzistorului și ridică potențialul bazei pentru a putea utiliza un termistor cu rezistență mult mai mare decît rezistența de intrare a tranzistorului.

2.4.9. PARAMETRII DE SEMNAL MIC AI TRANZISTORULUI BIPOLAR ȘI SCHEMELE ECHIVALENTE

Există două metode de obținere a circuitelor echivalente de semnal mic pentru tranzistoare. Ambele căi, deși diferite la o examinare în detaliu, conduc la aceleași concluzii în legătură cu comportarea la semnal mic a dispozitivului

(noțiunea de semnal mic a fost explicată în subparagraful 2.2.3 pentru joncțiunea *pn*).

Prima cale pornește de la legile fizice care guvernează procesele din tranzistor. Circuitele echivalente obținute se numesc *circuite echivalente naturale*, întrucît elementele care intervin sînt corelate direct cu procesele fizice din tranzistor și se exprimă în funcție de parametrii constructivi și de material ai tranzistorului.

A doua cale de obținere a unor modele de semnal mic constă în a privi tranzistorul ca pe un cuadripol. Circuitele respective se numesc *circuite echivalente de cuadripol*. Elementele care intervin în aceste circuite nu sînt corelate direct cu procesele fizice din tranzistor, dar prezintă avantajul de a putea fi măsurate cu ușurință experimental.

2.4.9.1. Circuitul echivalent natural π hibrid

În circuitele care lucrează la semnale mici, tranzistoarele bipolare lucrează întotdeauna în regiunea activă normală (*JE* polarizată direct și *JC* polarizată invers). Ne vom referi la tranzistoare *pnp*, dar circuitele la care vom ajunge sînt valabile și pentru tranzistoare *npn*. Vom ține seama într-o primă etapă numai de sarcina de purtători minoritari, aflați în exces în regiunea bazei.

Creșterea tensiunii colector-bază de la U_{CB} la $U_{CB} + u_{cb}$ ($|u_{cb}| \ll |U_{CB}|$) are ca efect numai o ușoară modificare a grosimii efective a bazei (W), efect care poate fi neglijat.

Creșterea tensiunii emitor-bază de la valoarea U_{EB} la $u_{EB} = U_{EB} + u_{eb}$ ($|u_{eb}| \ll |U_{EB}|$) are următoarele consecințe:

— crește curentul de colector ca urmare a creșterii curentului de difuzie al purtătorilor minoritari prin bază;

— pentru a neutraliza surplusul de purtători minoritari trebuie să se introducă un număr suplimentar de purtători majoritari în bază;

— curentul de bază trebuie să crească întrucît, pe de o parte crește curentul de purtători injectați de bază în emitor, iar pe de altă parte, crește curentul de recombinare în bază ca urmare a creșterii numărului de purtători aflați în exces în regiunea neutră a bazei.

Avînd în vedere că semnul convențional pozitiv pentru curentul de colector este opus deplasării golurilor, variația lui $i_C (i_C = I_C + i_c)$ se calculează cu relația:

$$i_c = -\frac{q}{kT}|I_C| \cdot u_{eb} = -g_m u_{eb} = g_m u_{be}. \quad (2.40)$$

Mărimea

$$g_m = \frac{q}{kT}|I_C| \quad (2.41)$$

are dimensiunea de conductanță și poartă denumirile: *conductanță mutuală*, *transconductanță* sau *pantă*. Ea este liniar dependentă de modulul componentei de curent continuu a curentului de colector, $|I_C|$. La 300 K,

$$g_m \cong 40\,|I_C|. \quad (2.42)$$

În relația (2.40) am înlocuit u_{eb} prin $-u_{be}$ întrucît circuitul la care vom ajunge se utilizează mult pentru conexiunea *EC*, la care tensiunile se măsoară față de emitor.

Variația totală a curentului de bază este suma componentelor de încărcare a bazei și de recombinare și are expresia :

$$i_b = g_\pi \cdot u_{be} + C_d \frac{du_{be}}{dt} . \tag{2.43}$$

Mărimea g_π are dimensiunile unei conductanțe și este numită *conductanța de intrare de semnal mic*, iar valoarea sa în funcție de panta g_m este :

$$g_\pi = \frac{g_m}{\beta_0} . \tag{2.44}$$

Mărimea C_d are dimensiunea unei capacități și se numește *capacitatea de semnal mic de încărcare a bazei.* Pentru $|I_C| = 1$ mA, C_d este cuprinsă în intervalul (5—200) pF.

Relațiile liniare date de ecuațiile (2.40) și (2.43) conduc la circuitul echivalent din figura 2.41, *a*. Astfel, ecuația (2.43) reprezintă legea lui Kirchhoff pentru curenți scrisă pentru nodul bazei, în timp ce ecuația (2.40) este aceeași lege scrisă însă pentru nodul colectorului.

Circuitul din figura 2.41, *a* reprezintă partea de bază a circuitului echivalent π-hibrid. Vom mai adăuga acestui circuit o serie de elemente suplimentare, pentru a ține seama și de celelalte procese care intervin în regim dinamic. Astfel, pentru a ține seama și de variația sarcinilor stocate în regiunile de tranziție ale celor două joncțiuni, se introduce capacitatea C_{bc} între colector și bază și C_{be} între emitor și bază. Capacitățile barierelor, C_{bc} și C_{be}, sînt de ordinul (1—10) pF.

La toate tipurile de tranzistoare bipolare, purtătorii majoritari care intră prin contactul bazei au mai întîi de străbătut o regiune de semiconductor, pînă să ajungă în regiunea activă dintre cele două joncțiuni. Prin urmare între contactul bazei (*B*) și centrul regiunii active a bazei (*B'*) — numit baza intrinsecă — există o anumită cădere de tensiune. De acest lucru vom ține seama introducînd o rezistență $r_{bb'}$ (care uneori se notează cu r_x) între contactul bazei și baza intrinsecă. Această rezistență, numită rezistență de bază, are valori cuprinse între cîțiva ohmi și 100 ohmi.

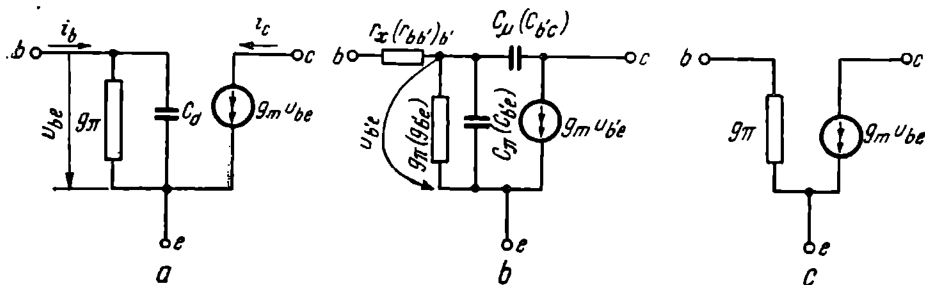


Fig. 2.41. Circuite echivalente de semnal mic pentru tranzistoare bipolare : *a* — circuit echivalent care ține seama numai de sarcina purtătorilor în exces din bază ; *b* — circuit echivalent natural π — hibrid ; *c* — circuit echivalent simplificat pentru frecvențe joase.

În figura 2.41, *b* este reprezentată forma finală a circuitului echivalent natural π-hibrid. Pentru a ajunge la notațiile folosite de cataloage, suma $C_d + C_{be}$ s-a notat cu C_π, iar în loc de C_{bc} s-a introdus notația C_μ. Circuitul echivalent π-hibrid mai este cunoscut sub denumirea de *circuit echivalent Giacoletto.*

În deducerea circuitului π-hibrid nu s-a făcut nici o ipoteză privitoare la conexiunea în care se află tranzistorul. De aceea *el este valabil pentru toate trei conexiunile.* În figura 2.41, *b* circuitul a fost desenat într-o formă convenabilă pentru conexiunea *EC.*

Circuitul echivalent π-hibrid prezintă avantajul că elementele sale au semnificații fizice clare, nu depind de frecvență și pot fi determinate cu ușurință, experimental.

Deși circuitul π-hibrid este relativ simplu, puține sînt aplicațiile în care trebuie să ținem seama de toate elementele sale. La frecvențe joase el poate fi simplificat, ajungîndu-se la circuitul extrem de simplu din figura 2.41, *c.* El necesită numai cunoașterea curentului de colector și a factorului de amplificare $\beta_0(g_m = 40\,|I_C|\,;\ g_\pi = g_m/\beta_0)$.

2.4.9.2. Circuite echivalente de cuadripol

Dacă semnalele variabile aplicate unui tranzistor sînt atît de mici încît caracteristicile se pot aproxima în jurul punctului de funcționare prin linii drepte, tranzistorul poate fi reprezentat printr-un cuadripol liniar activ, în care intrarea și ieșirea au o bornă comună (fig. 2.42). Între cele patru mărimi electrice de curent alternativ, u_1, i_1, u_2, i_2 există relații bine determinate, exprimate prin ecuațiile cuadripolului. Există șase moduri posibile de alegere a variabilelor independente, la care corespund șase sisteme diferite de ecuații, fiecare sistem fiind caracterizat de patru parametri, numiți *parametri de cuadripol.* Dintre aceste sisteme, la tranzistoare cel mai utilizat este sistemul cu parametrii hibrizi (*h*) :

$$\begin{cases} u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2\,; \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2, \end{cases} \tag{2.45}$$

iar în domeniul frecvențelor înalte se utilizează ecuațiile cu parametrii *y* :

$$\begin{cases} i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2\,; \\ i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2. \end{cases} \tag{2.46}$$

Cuadripolul echivalent tranzistorului este activ, nereciproc ($h_{12} \neq h_{21}$; $y_{12} \neq y_{21}$). De aceea tranzistorul este caracterizat de patru parametri de cuadripol.

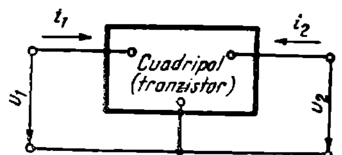


Fig. 2.42. Mărimile electrice la cuadripol.

Parametrii de cuadripol depind de temperatură și de punctul static de funcționare. În general, ei variază și cu frecvența, fiind mărimi complexe. La frecvențe joase pot fi considerați

ca mărimi reale, independente de frecvenţă. Spre deosebire de parametrii naturali, *parametrii de cuadripol depind de conexiunea în care este montat tranzistorul.* Pentru a indica conexiunea la care se referă parametrii, acestora li se mai adaugă încă un indice. De exemplu :

$$\begin{cases} h_{11b},\ h_{12b},\ h_{21b},\ h_{22b} & \text{— pentru conexiunea } BC; \\ h_{11e},\ h_{12e},\ h_{21e},\ h_{22e} & \text{— pentru conexiunea } EC; \\ h_{11c},\ h_{12c},\ h_{21c},\ h_{22c} & \text{— pentru conexiunea } CC. \end{cases}$$

Există deci un mare număr de parametri de cuadripol. Însă, odată cunoscute valorile unui grup de patru parametri, se pot determina prin calcul algebric valorile oricărui alt grup. Pentru uşurarea calculelor, se pot folosi tabele.

Astfel, pentru a afla parametrii h cînd se cunosc parametrii y, se împarte şirul de jos din tabelul 2.1 prin y_{11}, iar pentru a afla parametrii y cînd se cunosc parametrii h, se împarte şirul de sus prin h_{11}.

Tabelul 2.1

Relaţii între parametrii h şi y

Parametrii h	h_{11}	h_{12}	$-h_{21}$	h_{22}	$\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$	1
Parametrii y	1	$-y_{12}$	$-y_{21}$	$\Delta y = y_{11}y_{22} - -y_{12}y_{21}$	y_{22}	y_{11}

Parametrii de cuadripol ai tranzistorului, determinaţi prin măsurări sau din caracteristicile statice pentru o anumită conexiune, pot fi luaţi ca bază pentru determinarea prin calcul a parametrilor în celelalte două conexiuni. În tabelul 2.2 se dau relaţii de trecere între parametrii h (cei mai larg folosiţi în joasă frecvenţă) în conexiunile EC şi BC (de asemenea, cele mai larg utilizate) şi valori tipice pentru aceşti parametri.

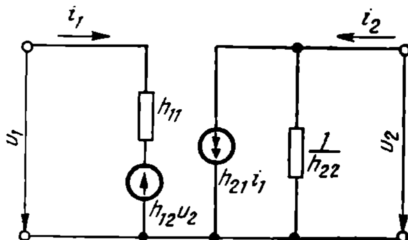
Tabelul 2.2

Relaţii de trecere între parametrii h în conexiunile BC, EC şi valorile tipice pentru aceşti parametri

Simbol conexiunea	h_{11b}	h_{12b}	h_{21b}	h_{22b}	h_{11e}	h_{12e}	h_{21e}	h_{22e}
BC	30 Ω	$4{,}4 \cdot 10^{-4}$	$-0{,}98$	$0{,}5 \cdot 10^{-3}$ 1/Ω	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{11b}h_{22b}}{1+h_{21b}} - h_{12b}$	$\frac{-h_{21b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$
EC	$\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{11e}h_{22e}}{1+h_{21e}} - h_{12e}$	$\frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$	1 500 Ω	$3{,}1 \cdot 10^{-4}$	49	$25 \cdot 10^{-6}$ 1/Ω

Ecuaţiile matriceale cu parametri h (rel. 2.45) sînt modelate de circuitul echivalent din figura 2.43.

Fig. 2.43. Circuit echivalent cu parametrii h.



Parametrii h au următoarea semnificație:

$h_{11} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — *impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit;*

$h_{12} = \left.\frac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — *factorul de transfer invers în tensiune, cu intrarea în gol (factor de reacție inversă)*

$h_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — *factorul de transfer direct în curent, cu ieșirea în scurtcircuit (amplificarea directă în curent);*

$h_{22} = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — *admitanța de ieșire cu intrarea în gol.*

Parametrii hibrizi h sînt diferiți din punct de vedere dimensional, ei obținîndu-se atît prin măsurări în gol cît și prin măsurări în scurtcircuit pentru componenta variabilă (de semnal). În domeniul frecvențelor joase, parametrii h sînt reali. În conexiunile BC și EC parametrul h_{21} este cunoscut și sub alte notații:

$$h_{21b} = \frac{i_c}{i_e} = -\alpha, \quad h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} = \beta.$$

Parametrii dinamici α și β sînt aproximativ egali cu parametrii statici sau de semnal mare α_0 și β_0 $\left(\alpha_0 = -\frac{I_C}{I_E};\ \beta_0 = \frac{I_C}{I_B}\right)$.

În cataloage se dau valorile parametrilor h la joasă frecvență (1 kHz), pentru un anumit punct de funcționare (de exemplu, $I_C = 1$ mA și $U_{CE} = 5$ V) și o anumită temperatură (25°C). De asemenea, în cataloage se dau curbe tipice de variație, care prezintă modificarea relativă a parametrilor față de valoarea dintr-un punct standard și curbe tipice de variație cu temperatura.

2.4.9.3. Relații între parametrii de semnal mic h și π-hibrizi ai tranzistorului bipolar

Reprezentînd circuitul echivalent π-hibrid în condițiile în care se definesc parametrii h_{11e} și h_{21e}, adică cu ieșirea în scurtcircuit ($u_2 = 0$), și apoi în situația de definiție a parametrilor h_{12e} și h_{22e}, adică cu intrarea în gol ($i_1 = 0$), putem determina parametrii h în funcție de elementele circuitului π-hibrid.

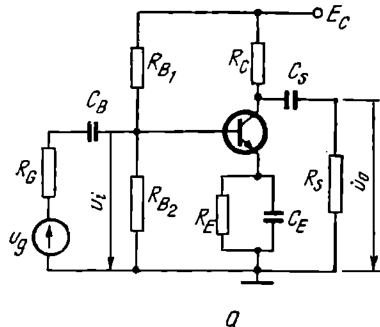
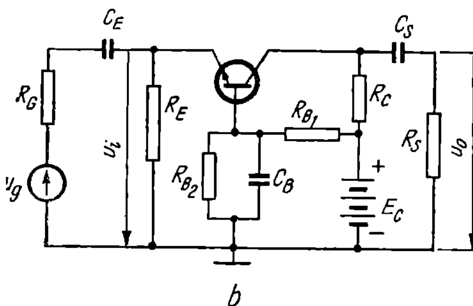
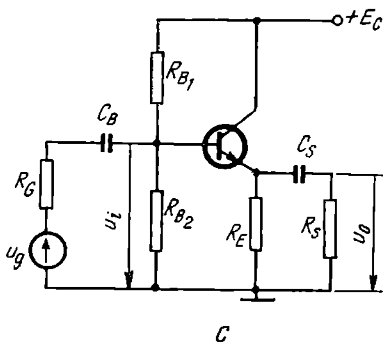


Fig. 2.44. Amplificator cu tranzistor bipolar:
a — în conexiunea *EC*; *b* — în conexiunea *BC*; *c* — în conexiunea *CC*.





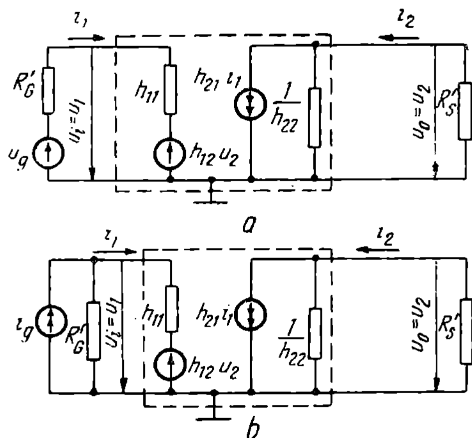


Fig. 2.45. Schema echivalentă a tranzistorului în etajele de amplificare:
a — cu generator de tensiune la intrare; *b* — cu generator de curent la intrare.

La frecvențe joase rezultă următoarele expresii:

$$h_{11e} \cong r_{bb'} + \frac{1}{g_\pi}; \tag{2.47}$$

$$h_{21e} \cong \frac{g_m}{g_\pi} = \beta_0; \tag{2.48}$$

$$h_{12e} \cong \frac{g_{b'c}}{g_\pi}; \tag{2.49}$$

$$h_{22e} \cong \beta_0 g_{b'c}. \tag{2.50}$$

În relațiile (2.49) și (2.50) intervine conductanța $g_{b'c}$ dintre colector și baza intrinsecă, care a fost neglijată în circuitul echivalent π-hibrid din figura 2.41, *b* deoarece s-a neglijat atunci variația grosimii efective a bazei (W) funcție de tensiunea colector-bază [$g_{b'c} = (10^{-7}—10^{-6})\ \Omega^{-1}$].

2.4.10. STUDIUL REGIMULUI DINAMIC AL TRANZISTORULUI BIPOLAR LA SEMNALE MICI ŞI FRECVENŢE JOASE

2.4.10.1. Studiul regimului dinamic cu ajutorul circuitelor echivalente

În cazul semnalelor mici, funcţionarea tranzistorului într-un etaj de amplificare (fig. 2.44) poate fi studiată cu ajutorul circuitelor echivalente, din figurile 2.45, *a* şi 2.45, *b* (cu generator de tensiune la intrare şi, respectiv cu generator de curent la intrare). Circuitele sînt valabile pentru toate trei conexiunile. Rezistenţa R'_G rezultă din punerea în paralel a rezistenţei sursei de semnal (R_G) şi a rezistenţei echivalente la intrare dată de reţeaua de polarizare ($R_B = R_{B1} \| R_{B2}$), iar R'_S este formată din rezistenţa de colector (R_C) în paralel cu rezistenţa de sarcină R_S.

În conexiunile *EC* şi *BC* rezistenţa de intrare a tranzistorului este mult mai mică decît rezistenţa echivalentă a sursei de semnal. De aceea este convenabil să se considere la intrare sursa de semnal ca un generator de curent (fig. 2.45, *b*). Se spune că tranzistorul este un dispozitiv comandat în curent. Acest lucru este foarte bine ilustrat şi de circuitul echivalent *h*, în care generatorul din circuitul de ieşire este comandat de curentul din circuitul de intrare.

Pentru tratarea problemei vom folosi ecuaţiile cu parametrii *h* (rel. 2.45) şi ecuaţiile pentru circuitele de intrare şi ieşire (fig. 2.45, *b*) :

$$i_g = \frac{u_1}{R'_G} + i_1 \; ; \tag{2.51}$$

$$0 = u_2 + R'_S i_2. \tag{2.52}$$

Cunoscînd elementele u_g, R'_G, R'_S şi parametrii *h*, din ecuaţiile (2.45), (2.51) şi (2.52), se pot determina uşor mărimile caracteristice ale etajului de amplificare :

— *amplificarea în curent :*

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R'_S} \tag{2.53}$$

— *amplificarea în tensiune :*

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{h_{21}R'_S}{h_{11} + \Delta h R'_S} \; ; \tag{2.54}$$

— *amplificarea în putere :*

$$A_p = \left| A_i \cdot A_u \right| = \frac{h_{21}^2 R'_S}{(1 + h_{22}R'_S)\cdot(h_{11} + \Delta h R'_S)} \; ; \tag{2.55}$$

— *rezistenţa de intrare :*

$$R_{int} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R'_S \Delta h}{1 + h_{22}R'_S} \; ; \tag{2.56}$$

— *rezistenţa de ieşire* pentru $i_g = 0$ (2.51) :

$$R_{ies} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R'_G}{\Delta h + h_{22}R'_G}, \tag{2.57}$$

în care $\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

Întrucît amplificarea în curent scade cu rezistența de sarcină, iar amplificarea în tensiune crește, amplificarea de putere prezintă un maxim în funcție de R'_S.

Valorile numerice ale mărimilor care caracterizează performanțele unui etaj de amplificare sînt date în tabelul 2.3, pentru un tranzistor cu joncțiuni obișnuit, care are parametrii $h_{11e} = 1\,550\ \Omega$, $h_{12e} = 12{,}5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21e} = 49$ și $h_{22e} = 0{,}5 \cdot 10^{-4}\ \Omega^{-1}$.

Tabelul 2.3

Valorile parametrilor unui etaj de amplificare realizat cu un tranzistor cu joncțiuni de Ge (de mică putere)

Parametrul	Condiții	Conexiunea					
		BC		*EC*		*CC*	
R_{int} [kΩ]	$R_S = 0$	0,031	f. mică	1,55	mică	1,135	mare
	$R_S = \infty$	0,325		0,325		1 000	
$R_{ieş}$ [kΩ]	$R_G = 0$	100	f. mare	95	mare	0,031	mică
	$R_G = \infty$	1 000		20		20,025	
A_u	$R_G = 200\ \Omega$ $R_S = 10\ k\Omega$	41,5	mare	−243	mare	1	f. mică
A_i	$R_S = 100\ \Omega$ $R_S = 10\ k\Omega$	0,98	f. mică	−49	mare	50	mare
A_p	$R_G = 200\ \Omega$ $R_S = 10\ k\Omega$	40	mare	12 000	f. mare	50	mare

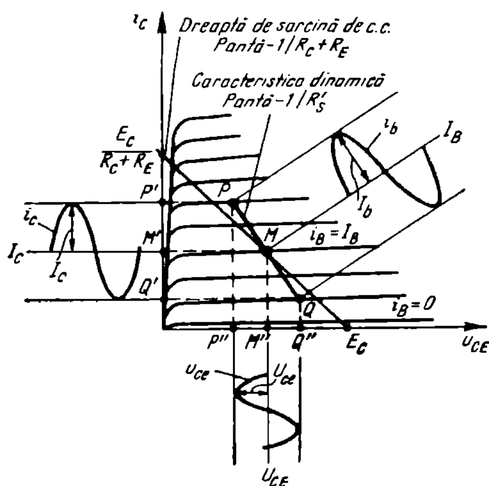


Fig. 2.46. Metodă grafică pentru studierea regimului dinamic al tranzistorului bipolar în montaj *EC*.

Datorită avantajelor care reies din tabelul 2.3 *etajul EC este cel mai utilizat.*

2.4.10.2. Studiul regimului dinamic cu ajutorul caracteristicilor statice

Regimul dinamic al tranzistorului bipolar poate fi studiat și prin metoda grafică. Pentru amplificatorul din figura 2.44, *a*, în planul caracteristicilor statice (fig. 2.46) se determină punctul static de funcționare *M* și apoi prin acest punct se trasează dreapta de sarcină în c.a. *PQ* (caracteristica dinamică) de pantă — $1/R'_S$. Proiecțiile $M'P' \cong M'Q'$ și $M''P'' \cong M''Q''$ reprezintă amplitudinile componentelor variabile ale curentului de colector, respectiv ale tensiunii colector-emitor.

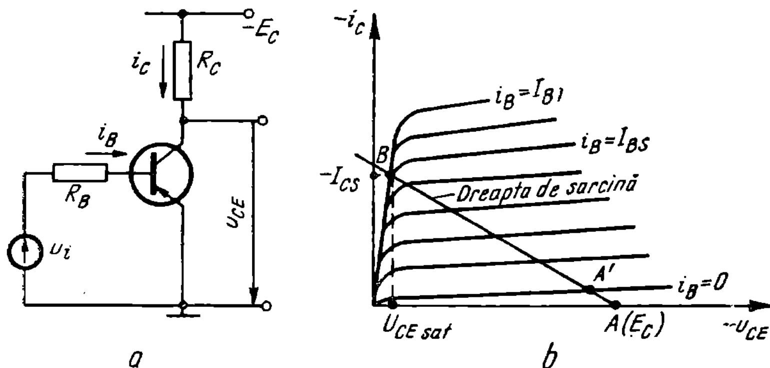


Fig. 2.47. Comutator cu tranzistor bipolar în conexiunea *EC*:
a — schema comutatorului; *b* — ilustrarea funcționării în planul caracteristicilor de ieșire.

2.4.11. TRANZISTORUL BIPOLAR ÎN REGIM DE COMUTAȚIE

Funcționarea în regim de comutator a unui dispozitiv electronic, presupune *trecerea bruscă din starea de blocare în starea de conducție (comutația directă) și din starea de conducție în starea de blocare (comutația inversă).*

2.4.11.1. Condițiile care asigură comutația

Tranzistorul bipolar în conexiunea *EC* constituie un dispozitiv electronic excelent pentru regimul de comutator (fig. 2.47).

Tranzistorul este blocat cînd ambele joncțiuni sînt polarizate invers, curentul de colector avînd în acest caz o valoare foarte mică (I_{CBO}). În conexiunea *EC*, tranzistoarele cu germaniu nu pot fi blocate prin anularea curentului de bază, deoarece $I_{CEO} = (\beta_0 + 1)I_{CBO}$ este mare (punctul *A'* din fig. 2.47, *b*). Din această cauză, în starea blocată la tranzistoarele cu germaniu se aplică o tensiune de polarizare inversă pe joncțiunea emitoare, punctul reprezentativ al stării blocate fiind *A* din figura 2.47, *b*. La tranzistoarele cu siliciu, punctele *A* și *A'* coincid și se situează practic pe axa u_{CE}, încît blocarea tranzistorului se poate face numai prin întreruperea curentului de bază.

Starea de conducție a tranzistorului se alege de regulă în regiunea de saturație sau la limita dintre regiunea activă și regiunea de saturație (punctul *B* din fig. 2.47, *b*). La intrarea în saturație, tensiunea u_{CE} are valori cuprinse în intervalul (0—0,5) V, care pot fi considerate neglijabile în raport cu tensiunea de alimentare E_C. În consecință, valoarea curentului de colector la saturație este:

$$I_{CS} = \frac{E_C - U_{CE\,sat}}{R_C} \cong \frac{E_C}{R_C}. \qquad (2.58)$$

La limita dintre regiunea activă normală şi regiunea de saturaţie (cînd $u_{CB} = 0$), acestui curent de colector îi corespunde curentul de bază de saturaţie :

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_0} \cong \frac{E_C}{\beta_0 R_C}. \tag{2.59}$$

Oricît de mult se măreşte în continuare curentul de bază peste valoarea I_{BS}, curentul de colector rămîne la valoarea I_{CS}. Din această cauză, în regiunea de saturaţie :

$$|I_C| < \beta_0 \cdot |I_B|. \tag{2.60}$$

2.4.11.2. Definirea timpilor de comutaţie

Vom urmări calitativ procesele fizice din tranzistorul *pnp* la comutaţia din starea blocată în starea de conducţie şi invers (fig. 2.48).

Pînă în momentul t_0 presupunem că tranzistorul era blocat ($I_B \cong 0$, $I_C \cong 0$). În acest moment, tensiunea la intrare îşi schimbă prin salt valoarea, de la $E_2 > 0$ la $E_1 < 0$. Curentul de bază variază şi el aproape în salt, de la zero la $I_{B1} = E_1/R_B$. Curentul de colector nu începe să crească însă imediat. Este necesar un anumit timp pentru ca purtătorii injectaţi de emitor în bază să ajungă la colector. *Intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de comutaţie pînă la momentul cînd curentul de colector începe să crească* defineşte timpul de întîrziere t_i.

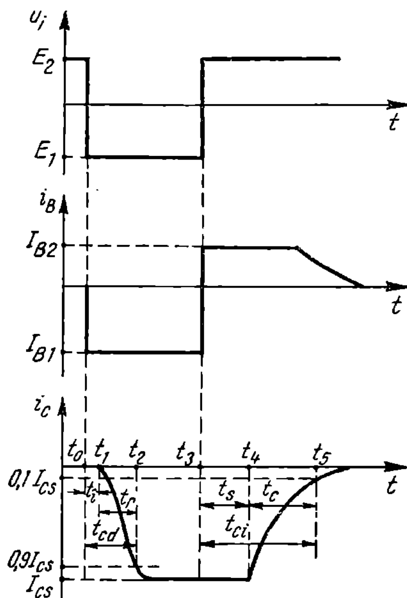


Fig. 2.48. Formele de undă ale tensiunii la intrare şi curenţilor din tranzistor în timpul comutaţiei.

După ce tranzistorul intră în regiunea activă (momentul t_1) curentul de colector nu creşte brusc la valoarea I_{CS}. Se defineşte **timpul de creştere** sau **ridicare** (t_r) ca *intervalul de timp în care valoarea curentului de colector creşte de la zero la 0,9 din valoarea finală.*

Timpul de comutaţie directă (t_{cd}) se defineşte ca *intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de comutaţie pînă la momentul cînd curentul de colector ajunge la 0,9 din valoarea finală.*

$$t_{cd} = t_i + t_r. \tag{2.61}$$

Mai departe, tranzistorul rămîne în starea de conducţie cît timp tensiunea la intrare se menţine constantă.

Presupunem acum că la momentul t_3 tensiunea la intrare variază brusc la valoarea E_2, care polarizează invers *JE*. Curentul de bază îşi schimbă brusc

semnul, luînd valoarea $I_{B2} = E_2/R_B$. Curentul de colector nu tinde imediat către zero. Acest fenomen se explică prin aceea că la saturaţie se acumulează în regiunea bazei un surplus de sarcină electrică. La comutaţia inversă, curentul de colector rămîne constant pînă se evacuează acest surplus de sarcină stocată din regiunea bazei. *Intervalul de timp t_s scurs de la aplicarea comenzii de comutaţie inversă pînă în momentul (t_4) cînd curentul de colector începe să scadă* este numit **timp de stocare.**

După ce tranzistorul iese din saturaţie, punctul reprezentativ se deplasează pe dreapta de sarcină spre starea de blocare (de la B la A în fig. 2.47, *b*). Se defineşte **timpul de cădere** t_c ca *intervalul în care curentul de colector scade de la I_{CS} la* 0,1 I_{CS}.

Timpul de comutaţie inversă (t_{ci}) este *intervalul scurs de la aplicarea comenzii de comutaţie inversă pînă la momentul în care curentul de colector scade la 0,1 din valoarea sa iniţială :*

$$t_{ci} = t_s + t_c. \qquad (2.62)$$

Timpul de comutaţie directă, ca şi timpul de comutaţie inversă, sînt cu atît mai mici, cu cît frecvenţa limită a tranzistorului este mai mare.

În tabelul 2.4 sînt date expresii simplificate pentru timpii de comutare la conexiunea EC. Aceste formule pun clar în evidenţă sensul în care valorile curenţilor I_B şi I_C influenţează asupra diferiţilor timpi de comutaţie.

Tabelul 2.4

Formule simplificate pentru timpii de comutaţie la conexiunea *EC*

Timpii de comutaţie	Formula aproximativă	Semnificaţia mărimilor
Timpul de comutaţie directă, t_{cd}	$\frac{I_C}{2\pi f\alpha \cdot I_{B_1}}$	I_{B_1} — valoarea curentului de bază care comută în sens direct tranzistorul
Timpul de stocare, t_s	$\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{f\alpha} + \frac{1}{f\alpha I}\right)\left(\frac{1}{1-\alpha_N\alpha_I}\right)\left(I_{B_1} - \frac{I_C}{\beta}\right)$	I_{B_2} — valoarea curentului de bază care comută în sens invers tranzistorul
Timpul de cădere, t_c	$\frac{1}{2\pi f\alpha} \cdot \frac{\beta I_C}{\beta I_{B_2} + I_C} \approx \frac{1}{2\pi f\alpha} I_{B_1} \frac{I_C}{I_{B_2}}$	I_C — valoarea finală a curentului de colector ($I_C = I_{CS}$)

unde :

α_N este factorul de amplificare în curent în sens direct, de la emitor la colector, în conexiunea BC ;

α_I — factorul de amplificare în curent în sens invers, considerînd emitorul drept colector şi invers ;

β — factorul de amplificare în curent al tranzistorului în conexiune EC ;

$f\alpha$ — frecvenţa limită a tranzistorului (BC) în sens direct* ;

$f\alpha I$ — frecvenţa limită a tranzistorului în sens invers.

---

* La care α este 0,707 din valoarea sa la frecvenţe joase.

În general, sarcina acumulată în bază este o mărime esențială pentru caracterizarea funcționării tranzistorului în regim de comutație. Această metodă de tratare, numită „metoda sarcinii", cititorul o poate consulta în literatura de specialitate [3 ; 4].

2.5. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP (UNIPOLARE)

Funcționarea tranzistoarelor cu efect de cîmp se bazează pe *variația conductibilității unui canal dintr-un material semiconductor, cu ajutorul unui cîmp electric creat de tensiunea aplicată electrodului de control, numit grilă sau poartă.*

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, funcționarea tranzistoarelor cu efect de cîmp se bazează pe un singur tip de purtători : purtătorii majoritari. Din acest motiv ele se mai numesc și *tranzistoare unipolare.*

Pentru desemnarea tranzistoarelor cu efect de cîmp vom folosi prescurtarea TEC. În literatură se mai întîlnește prescurtarea FET (Field Effect Transistor).

După modul de realizare a grilei, tranzistoarele cu efect de cîmp se împart în două categorii :

— *cu grilă izolată* sau metal — izolant (oxid)-semiconductor (TEC-MIS, sau TEC-MOS, sau IG-FET) ;

— *cu grilă joncțiune* (TEC-J sau J-FET).

2.5.1. STRUCTURA ȘI PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÎMP CU GRILĂ IZOLATĂ (TEC-MIS)

Tranzistorul este constituit dintr-un substrat semiconductor de siliciu de tip *p* în care s-au format prin difuzie două regiuni de tip *n* puternic dopate. Aceste regiuni se află la o distanță $L \cong 01\ \mu$ una de alta și constituie regiunile de *sursă* și *drenă* ale tranzistorului. Suprafața semiconductorului cuprinsă între sursă și drenă se acoperă cu un strat izolator (de obicei bioxid de siliciu) cu grosimea de 0,1 μ. Peste stratul izolant se depune o peliculă metalică care constituie *grila.* Contactul la substrat constituie *baza* care în funcționarea obișnuită se leagă la sursă, aceasta din urmă constituind și referința de potențial (fig. 2.49).

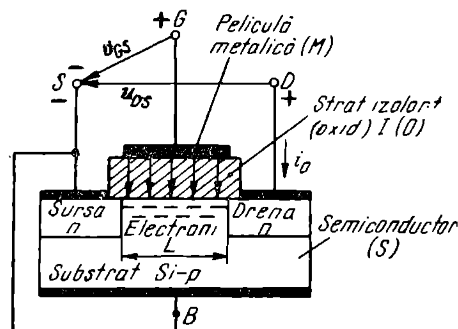


Fig. 2.49. Secțiune transversală prin dispozitivul TEC-MIS.

Cînd grila este lăsată în gol sau cînd este negativată față de substrat, între sursă și drenă există două joncțiuni *pn* legate în opoziție, astfel încît indiferent de polaritatea tensiunii aplicate curentul între sursă și drenă va fi nul.

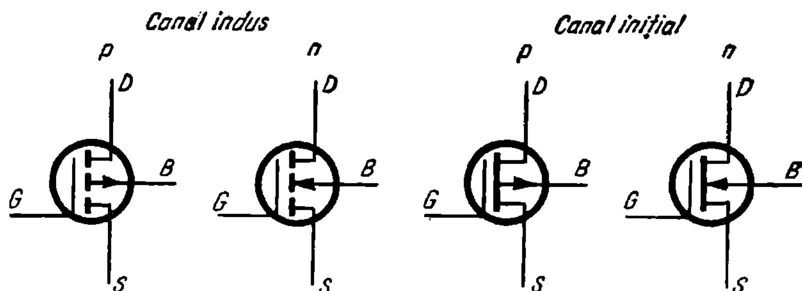


Fig. 2.50. Simboluri utilizate pentru TEC-MIS.

Dacă grila se pozitivează față de substrat, ea va respinge golurile de la suprafața semiconductorului spre interior și va atrage la suprafață electronii. Peste o anumită valoare a tensiunii de grilă, numită tensiune de prag (U_P), concentrația electronilor la suprafață depășește concentrația golurilor, formîndu-se un strat de invecsiune sau un canal de tip *n* între sursă și drenă. Conductanța acestui *canal indus* de cîmpul electric depinde de diferența de potențial dintre grilă și semiconductor. În consecință, curentul care circulă între drenă și sursă poate fi controlat de către potențialul aplicat grilei.

După modul în care se formează canalul conductor de la suprafață, TEC-MIS se împart în două categorii : *cu canal indus* și *cu canal inițial.*

Trazistorul prezentat în figura 2.49 este un **TEC-MIS cu canal *n* indus,** Există și TEC-MIS cu canal *p* indus. La acesta, substratul este de tip *n*, regiunile de sursă și drenă sînt de tip *p*, puternic dopate, iar apariția canalului are loc cînd grila se negativează față de substrat.

Uneori TEC-MIS cu canal indus sînt numite *TEC în regim de îmbogățire*, deoarece la suprafață semiconductorul se îmbogățește cu purtători minoritari.

În cazul **TEC-MIS cu canal inițial.** canalul conductor există chiar cînd grila se află la potențial zero față de substrat. Tensiunea aplicată grilei, în funcție de semnul ei, poate mări sau micșora conductanța canalului. Și în acest caz, canalul poate fi de tip *n* sau de tip *p*.

Simbolurile utilizate pentru reprezentarea TEC-MIS se dau în figura 2.50.

2.5.2. CARACTERISTICILE STATICE ALE TEC-MIS

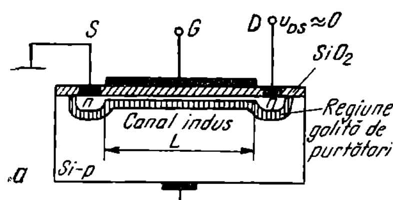
Ne vom referi la început la TEC-MIS cu canal *n* indus. considerînd baza legată la sursă, și apoi la TEC-MIS cu canal inițial,

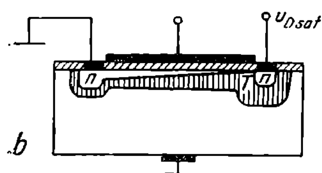
a) **Caracteristicile de ieșire** $i_D(u_{DS})$ **pentru** $u_{GS} = const.$

TEC-MIS cu canal indus, Dacă potențialul grilei este inferior celui de apariție a stratului de inversiune ($u_{GS} < U_P$), între sursă și drenă nu poate circula curent deoarece între ele există două joncțiuni *pn* în opoziție (fig. 2.49).

Cînd tensiunea de grilă depășește tensiunea de prag, apare la suprafață stratul de inversiune (canalul), care are același tip de conductibilitate cu regiunile de sursă și drenă. Prin acest strat poate circula un curent între drenă și sursă.

Dacă $u_{DS} \ll u_{GS}$, se poate considera că diferența de potențial între grilă și suprafața substratului este constantă în lungul canalului, astfel încît canalul se comportă ca o conductanță (fig. 2.51, *a*). Deci caracteristicile statice $i_D =$





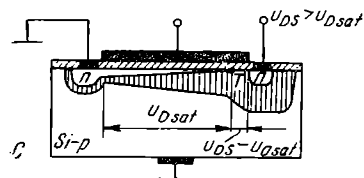


Fig. 2.51. Ilustrarea funcționării TEC-MIS cu canal n indus:
a — regiunea liniară; *b* — intrare în saturație; *c* — regiunea de saturație.

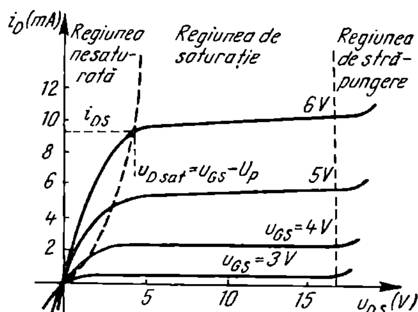


Fig. 2.52. Caracteristicile statice de ieșire ale TEC-MIS cu canal n indus.

$= f(u_{DS})$ pentru u_{GS} = const. pornesc liniar din origine (fig. 2.52). Această regiune este numită liniară.

Pe măsură ce u_{DS} crește, diferența de potențial dintre grilă și suprafața substratului scade. Ca rezultat, scade și conductanța canalului iar caracteristicile $i_D(u_{DS})$ se îndepărtează de dreptele inițiale, curbîndu-se în jos. Scăderea sarcinii purtătorilor mobili din canal nu este uniformă pe toată lungimea canalului, ci se accentuează pe măsura apropierii de drenă. Crescînd în continuare tensiunea de drenă, se ajunge la închiderea canalului (fig. 2.51, *b*) în dreptul drenei. Tensiunea de drenă la care se produce acest fenomen se numește *tensiune de saturație*. Valoarea acestei tensiuni este

$$u_{D\,sat} = u_{GS} - U_P. \tag{2.63}$$

În regiunea $u_{DS} > u_{D\,sat}$, numită *regiune de saturație*, în vecinătatea drenei nu există canal, ci o regiune golită de purtători. Cînd $u_{DS} > u_{D\,sat}$, punctul T (fig. 2.51, *c*) în care canalul dispare se deplasează puțin spre sursă. Potențialul punctului T rămîne însă tot timpul $u_{D\,sat}$, restul tensiunii de drenă căzînd pe regiunea golită de purtători, dintre punctul T și drenă. Deplasarea punctului T spre sursă este mult mai mică decît distanța drenă-sursă, așa încît se poate considera că lungimea deschisă a canalului este constantă în regiunea de saturație. Cum pe această porțiune se aplică o tensiune constantă ($u_{D\,sat}$), rezultă că și valoarea curentului de drenă rămîne constantă (i_{DS}) în regiunea de saturație.

Expresia curentului de drenă în regiunea de saturație este următoarea:

$$i_{DS} = k(u_{GS} - U_P)^2. \tag{2.64}$$

Comportarea TEC-MIS în regim static poate fi descrisă cu doi parametri: tensiunea de prag U_P și constanta k, acestea constituind și date de catalog pentru tranzistoarele respective.

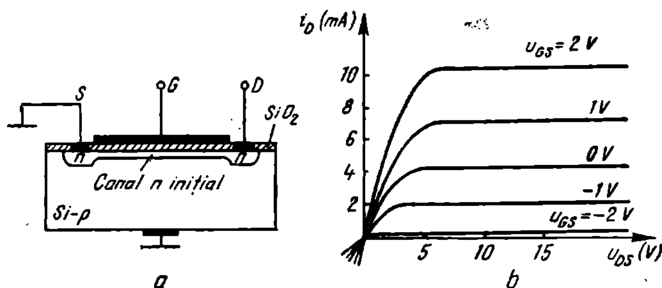


Fig. 2.53. TEC-MIS cu canal *n* inițial:
a — structură; *b* — caracteristici statice de ieșire.

La tensiuni drenă-sursă mari apare fenomenul de străpungere.

În figura 2.53 se arată structura unui **TEC-MIS cu canal inițial** și caracteristicile sale statice de ieșire. Canalul inițial poate fi realizat prin intermediul unei anumite sarcini la suprafața semiconductorului, sau modificînd prin difuzie de impurități tipul conductibilității pe o mică adîncime la suprafața substratului.

La tranzistoarele cu canal inițial, tensiunea de grilă poate lua atît valori pozitive, cît și negative. Cînd $u_{GS} = 0$, între sursă și drenă există o anumită conductanță. Dacă $u_{GS} < 0$ conductanța canalului scade. Pentru o anumită valoare $u_{GS} = U_P < 0$, numită *tensiune de prag*, canalul este complet golit de purtători mobili de sarcină (electroni), iar conductanța canalului se anulează.

La creșterea tensiunii drenă-sursă (u_{DS}) pentru u_{GS} = *const.* la TEC-MIS cu canal inițial au loc aceleași fenomene ca la **TEC-MIS cu canal indus**: scăderea concentrației purtătorilor mobili din canal, închiderea canalului lîngă drenă și în final scurtarea canalului.

În expresia curentului de drenă la saturație (relația 2.64) în cazul TEC-MIS cu canal inițial, în locul constantei k se indică curentul de drenă la saturație pentru $u_{GS} = 0$, $I_{DSS} = kU_P^2$.

b) **Caracteristica de transfer $i_D(u_{GS})$ pentru $u_{DS} > u_{D\ sat}$.**

Dependența $i_D(u_{GS})$ interesează numai în regiunea de saturație, unde i_D este constant cu u_{DS}. De aceea, pentru un tranzistor vom avea o singură caracteristică de transfer. Aspectul calitativ al caracteristicilor de transfer, pentru cele două tipuri de TEC-MIS, se poate vedea în figura 2.54, fiind corespunzător relației (2.64).

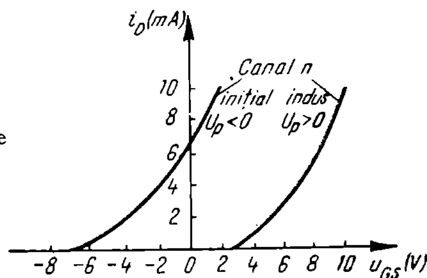


Fig. 2.54. Caracteristicile de transfer ale TEC-MIS în regiunea de saturație.

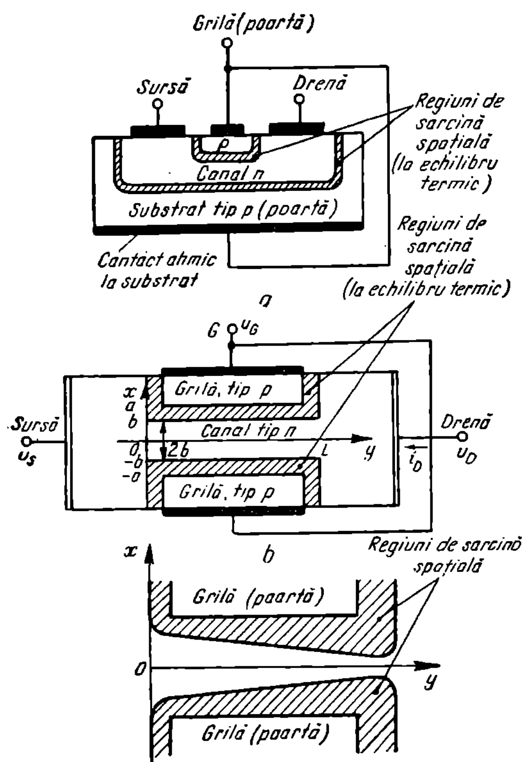


Fig. 2.55. Tranzistor cu efect de cîmp cu grilă joncțiune cu canal *n* :

a — secțiune transversală prin dispozitiv ; *b* — model fizic pentru regiunea canalului ; *c* — profilul canalului cînd prin el trece curent.

2.5.3. STRUCTURA ȘI PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÎMP CU GRILĂ JONCȚIUNE

Canalul conductor la acest tranzistor este delimitat în volumul unui semiconductor cu ajutorul a două joncțiuni *pn* polarizate invers (fig. 2.55, *a*). După cum se știe, în regiunile de tranziție ale joncțiunilor *pn*, concentrația purtătorilor mobili este foarte mică, așa încît aceste regiuni pot fi considerate izolante. Pe suprafața regiunii *n*, de o parte și cealaltă a regiunii *p* difuzate, se depun contactele ohmice la extremitățile canalului ; sursa (*S*) și drena (*D*). Cele două regiuni de tip *p*, mult mai puternic dopate decît canalul *n*, sînt conectate între ele formînd electrodul porții.

Dimensiunile relative ale diferitelor zone, din figura 2.55 nu corespund cu realitatea. Principial, canalul este de cel puțin 10 ori mai lung decît larg, putînd fi chiar de cîteva sute de ori mai lung.

Analiza funcționării se face numai pentru tranzistorul J-TEC cu canal *n*, comportarea tranzistorului cu canal *p* fiind complet analoagă.

Se presupune canalul uniform dopat și avînd o lungime *L* (fig. 2.55, *b*). Distanța dintre regiunile de tip *p* ale grilelor (porților) este $2a$. Deoarece regiunile de sarcină spațială asociate celor două joncțiuni pătrund în canal, lărgimea sa este mai mică decît $2a$; ea este notată cu $2b$ în figura 2.55, *b*. La echilibru, lărgimea canalului este uniformă ca urmare a penetrării uniforme a regiunilor de sarcină spațială. Această penetrație este neuniformă atunci cînd trece curentul prin canal (fig. 2.55, *c*), lărgimea canalului fiind o funcție de *y* (axa de coordonate se plasează în lungul canalului).

Tranzistorul cu efect de cîmp cu poartă joncțiune funcționează în mod normal cu joncțiunile polarizate invers. Deci în structura cu canal *n* rezultă că u_G trebuie să fie negativ față de u_S și u_D. Deoarece purtătorii majoritari din regiunea canalului se mișcă în mod normal de la sursă spre drenă, este necesar ca u_D să fie mai mare ca u_S, pentru a se produce un cîmp electric în direcția *y*, cîmp care va determina deplasarea electronilor spre drenă.

Acțiunea de control a porții asupra curentului se realizează în această structură prin penetrarea tot mai accentuată a regiunii de sarcină spațială în canal—reducînd deci lărgimea $2b$ a canalului odată cu creșterea polarizării

inverse a joncțiunilor (creșterea negativității grilei). La o anumită valoare a tensiunii negative de grilă, regiunile de tranziție ale celor două joncțiuni se ating pe întreaga lungime L a canalului, iar canalul conductor dispare chiar la u_{DS} mici. În consecință, curentul de drenă rămîne nul indiferent de valoarea tensiunii drenă-sursă. Tensiunea grilă-sursă la care canalul conductor dispare se numește *tensiune de penetrație* (sau *de prag*) și se notează cu U_P. Tensiunea U_P este un important parametru de catalog al TEC-J. Uzual $|U_P| = (1—10)$V

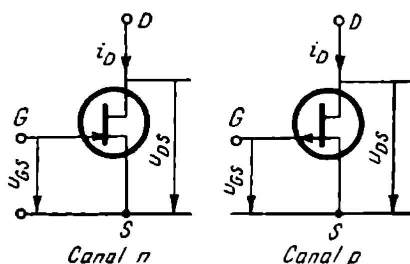


Fig. 2.56. Simboluri pentru TEC-J.

Funcționarea TEC-J cu canal p este asemănătoare, intervenind următoarele schimbări : $u_{GS} > 0$, $u_{DS} < 0$, $i_D < 0$.

Simbolurile utilizate pentru reprezentarea în scheme a TEC-J sînt date în figura 2.56.

2.5.4. CARACTERISTICILE STATICE ALE TEC-J

a) **Caracteristicile statice de ieșire $i_D(u_{DS})$ pentru $u_{GS} = const.$**, sînt reprezentate în figura 2.57, *a*. În planul acestor caracteristici pot fi delimitate următoarele trei regiuni :

— *regiunea nesaturată*, în care canalul tranzistorului este continuu între sursă și drenă, iar caracteristica i_D (u_{DS}) este crescătoare ;

— *regiunea de saturație*, în care canalul este obturat la capătul dinspre drenă, iar curentul de drenă este practic constant cu tensiunea drenă-sursă ;

— *regiunea de străpungere*, la tensiuni de drenă foarte mari (străpungerea are loc în dreptul drenei, întrucît aici tensiunea aplicată joncțiunilor are valoarea maximă).

În majoritatea aplicațiilor practice, TEC-J lucrează în regiunea de saturație. Al doilea regim de funcționare ca importanță este cel liniar (la u_{DS} mici), în care TEC-J lucrează ca rezistență comandată de tensiunea aplicată grilei.

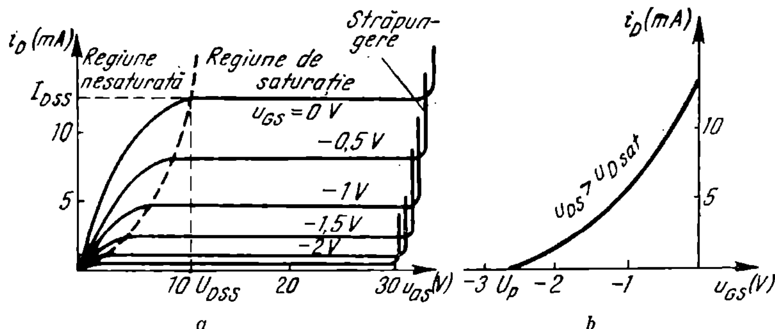


Fig. 2.57. Caracteristicile statice ale TEC-J :
a — caracteristicile de ieșire ; *b* — caracteristica de transfer.

În regiunea de saturație, cu condiția $u_{DS} > u_{GS} - U_P$ o bună aproximație pentru curentul de drenă o constituie expresia:

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2 ; \qquad (2.65)$$

unde I_{DSS} este curentul de saturație pentru $u_{GS} = 0$.

Pentru regiunea nesaturată ($u_{DS} < u_{GS} - U_P$), se utilizează expresia aproximativă:

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} [2(u_{GS} - U_P)u_{DS} - u_{DS}^2]. \qquad (2.66)$$

De observat că relațiile aproximative (2.65) și (2.66) descriu comportarea TEC-J în regim static numai cu ajutorul a doi parametri: I_{DSS} și U_P.

b) **Caracteristica de transfer** $i_D(u_{GS})$ **pentru** $u_{DS} > u_{D\ sat}$ (regiunea de saturație) este reprezentată în figura 2.57, *b*. De remarcat dependența neliniară a curentului de drenă în funcție de tensiunea grilă-sursă, corespunzătoare relației (2.65).

2.5.5. CIRCUITE DE POLARIZARE PENTRU TEC

Polarizarea TEC pune probleme mai simple decît polarizarea tranzistoarelor bipolare, deoarece caracteristicile lor statice depind mai puțin de temperatură, iar grila practic nu absoarbe curent continuu ($i_G = 10^{-14}$ A la TEC-MIS și 10^{-9} A la TEC-J). Dispersia de fabricație a parametrilor este însă mare la TEC și trebuie să se țină seama de ea la proiectarea circuitelor de polarizare.

La creșterea temperaturii, cei doi parametri de bază ai unui TEC se modifică astfel: tensiunea de prag U_P crește, iar curentul de saturație I_{DSS} scade. Dacă se trasează caracteristicile de transfer i_D (u_{GS}) pentru mai multe temperaturi, se constată — atît la TEC-J cît și la TEC-MIS — existența unui punct de funcționare în care curentul de drenă nu variază cu temperatura (toate caracteristicile se intersectează într-un punct căruia îi corespunde o anumită valoare pentru I_D și U_{GS}). Uneori efectul temperaturii în regiunea de saturație se descrie prin variația tensiunii de grilă necesare pentru menținerea constantă a curentului de drenă. Atît la TEC-MIS cît și la TEC-J parametrul du_{GS}/dT este de ordinul cîtorva mV/°C, deci apropiat de valoarea lui du_{EB}/dT din cazul tranzistoarelor bipolare. Dar la TEC curentul de drenă variind parabolic cu u_{GS} (față de variația exponențială la tranzistoarele bipolare), efectul temperaturii asupra lui i_D în situația $u_{GS} = const.$ va fi mult mai mic.

2.5.5.1. Polarizarea TEC-J și TEC-MIS cu canal inițial

Polarizarea TEC-J și TEC-MIS cu canal inițial se face la fel, ele avînd caracteristici statice foarte asemănătoare.

În figura 2.58, *a* este arătat un **circuit simplu de polarizare pentru aceste tranzistoare cu canal** *n*.

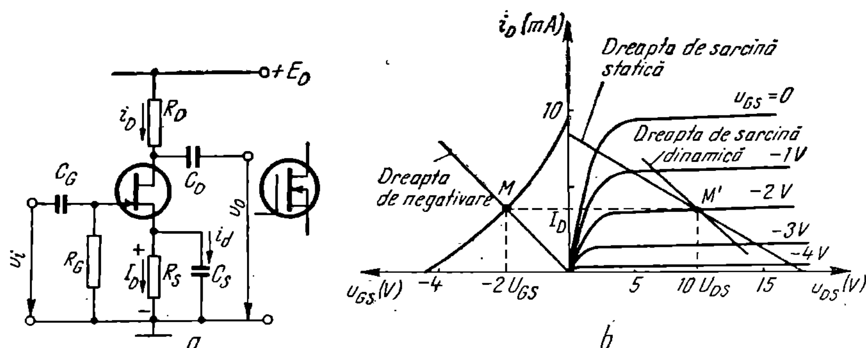


Fig. 2.58. Circuit de polarizare simplu pentru TEC-J şi TEC-MIS cu canal iniţial (*a*) şi determinarea punctului static de funcţionare al tranzistorului (*b*).

Sursa de tensiune pentru polarizarea grilei este eliminată prin folosirea metodei *polarizării automate a grilei de comandă*. În acest scop, în circuitul sursei se introduce o rezistenţă R_S şuntată de o capacitate mare C_S. La trecerea curentului I_I, prin rezistenţa R_S, apare o cădere de tensiune care are polaritatea pozitivă spre sursă şi polaritatea negativă spre masă. Deoarece grila este legată conductiv la masă prin intermediul rezistenţei R_G, ea se va găsi la un potenţial mai coborît decît al sursei, adică se va negativa. Pentru ca potenţialul de c.c. al grilei să fie egal cu cel al masei, căderea de tensiune dată de curentul I_G pe rezistenţa R_G trebuie să fie neglijabilă. În acelaşi timp trebuie ca R_G să constituie o rezistenţă de sarcină cît mai mare pentru sursa de semnal. Avînd în vedere că $I_G \cong 10^{-9}$ A, rezultă că R_G se poate lua de cîţiva megohmi.

Tensiunea de negativare a grilei este :

$$U_{GS} = -R_S I_D \,; \quad I_S \cong I_D \gg I_G. \tag{2.67}$$

Pentru circuitul de drenă se poate scrie relaţia

$$E_D = U_{DS} + I_D(R_D + R_S) \tag{2.68}$$

care, în planul caracteristicilor de drenă (fig. 2.58, *b*) constituie ecuaţia dreptei de sarcină statice.

Capacitatea C_S are rolul de a lăsa să treacă cu uşurinţă componenta variabilă i_d a curentului de drenă, astfel încît în regim dinamic tensiunea de negativare să rămînă neschimbată (atît timpt cît componenta continuă I_D a curentului de drenă nu variază). Deci rezistenţa R_S nu intervine în regimul de semnal. Ecuaţia de tensiuni pe circuitul drenei în regim dinamic va fi :

$$u_d = -R_D i_d \tag{2.69}$$

care, în planul caracteristicilor de ieşire, constituie ecuaţia dreptei de sarcină dinamice (fig. 2.58, *b*).

Determinarea punctului static de funcţionare. Dacă se cunosc elementele circuitului şi parametrii tranzistorului (I_{DSS} şi U_P), problema se poate rezolva analitic cu ajutorul expresiei curentului de drenă (relaţia 2.65) sau grafic. Pentru aceasta se reprezintă (fig. 2.58, *b*) în planul caracteristicilor de transfer relaţia 2.67. Intersecţia acestei drepte, numită *dreaptă de negativare*, cu

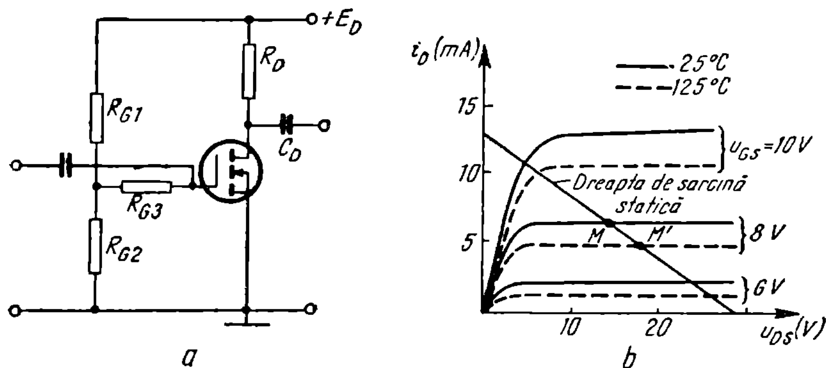


Fig. 2.59. Circuit de polarizare simplu pentru TEC-MIS cu canal indus (*a*) și determinarea punctului static de funcționare (*b*).

caracteristica de transfer dă punctul static de funcționare *M*. Apoi, acest punct poate fi proiectat pe dreapta de sarcină statică, obținîndu-se punctul static de funcționare *M'* în planul caracteristicilor de ieșire.

Mai frecvent se pune problema proiectării unui circuit care să asigure un anumit punct de funcționare pentru tranzistor (I_D, U_{DS}) în regiunea de saturație, cunoscîndu-se parametrii tranzistorului I_{DSS} și U_P, precum și valoarea tensiunii de alimentare E_D.

2.5.5.2. Polarizarea TEC-MIS cu canal indus

După cum s-a văzut, în funcționarea normală a unui TEC-MIS cu canal indus grila și drena se polarizează în același sens față de sursă. De aceea, polarizarea se poate face cu *o singură sursă de alimentare*, ca în figura 2.59, *a*. Tensiunea de grilă are valoarea :

$$U_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot E_D. \tag{2.70}$$

Determinarea prin metoda grafică a punctului static de funcționare *M* se face cu ajutorul caracteristicilor statice de ieșire (fig. 2.59, *b*) și al dreptei de sarcină, a cărei ecuație este

$$E_D = R_D I_D + U_{DS}. \tag{2.71}$$

Prin calcul, cunoscînd parametrii U_P și *K* ai tranzistorului, I_D în regiunea de saturație (TEC lucrează în această regiune în etajele de amplificare), se determină cu relația aproximativă $I_D = k(U_{GS} - U_P)^2$, iar U_{DS} se calculează din relația (2.71).

În situațiile cînd se impune rezistența de intrare foarte mare, divizorul din grilă R_{G1}, R_{G2} se realizează cu rezistențe de ordinul megohmilor, iar tensiunea de polarizare se transmite grilei printr-o rezistență R_{G3} de valoare mare (fig. 2.59, *a*), egală cu rezistența de intrare impusă.

În figura 2.59, *b* se arată cum se modifică punctul static de funcționare la creșterea temperaturii. Dacă această modificare nu poate fi tolerată, se introduce în serie cu sursa o rezistență R_S, care are efect stabilizator.

2.5.6. PARAMETRII DE SEMNAL MIC ŞI CIRCUITUL ECHIVALENT AL TRANZISTORULUI CU EFECT DE CÎMP

Între caracteristicile statice ale TEC-MIS şi TEC-J există o pronunţată asemănare. Asemănarea se păstrează şi în regim dinamic, ambele tipuri de tranzistoare putînd fi modelate cu aceleaşi circuite. Expresiile diverşilor parametri ai circuitului echivalent vor fi însă diferite. Tranzistoarele cu canal *p* diferă de cele cu canal *n* numai prin inversarea polarităţii tensiunilor continue şi a sensului curenţilor, relaţiile între mărimile de semnal mic avînd aceeaşi formă. În cele ce urmează, ne vom referi la TEC cu canal *n*.

2.5.6.1. Circuitul echivalent pentru domeniul frecvenţelor joase

Regimul dinamic în domeniul frecvenţelor joase poate fi considerat ca o succesiune de regimuri statice, aşa încît comportarea tranzistorului poate fi dedusă din expresia caracteristicilor statice $i_D(u_{GS}, u_{DS})$. La variaţii mici în jurul punctului static de funcţionare, plecînd de la expresia $i_D = f(u_{GS}, u_{DS})$, diferenţiala totală a curentului de drenă se scrie:

$$di_D = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} du_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} du_{DS}. \quad (2.72)$$

Cele două derivate parţiale din relaţia de mai sus au dimensiunea unei conductanţe şi se numesc:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \cong \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}}\right|_{u_{DS} = const.} \quad \text{— conductanţă mutuală; transconductanţă; pantă;} \quad (2.73)$$

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \cong \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}}\right|_{u_{GS} = const.} \quad \text{— conductanţă de drenă} \quad (2.74)$$

Înlocuind în (2.72) relaţiile (2.73) şi (2.74), obţinem

$$di_D = g_m du_{GS} + g_d\, du_{DS}. \quad (2.75)$$

Dacă se trece dintr-un punct de funcţionare al TEC : i_{D1}, u_{GS1}, u_{DS1} într-un punct de funcţionare i_{D2}, u_{GS2}, u_{DS2} (adică tensiunile aplicate pe electrozi suferă variaţiile $u_{gs} = u_{GS2} - u_{GS1}$ şi $u_{ds} = u_{DS2} - u_{DS1}$) şi dacă ambele puncte se află în regiunea aproximată ca liniară a caracteristicilor (g_m şi g_d fiind în acest caz mărimi constante), atunci ecuaţia (2.75) se poate scrie sub forma :

$$i_d = g_m u_{gs} + g_d u_{ds}. \quad (2.76)$$

Această relaţie conduce la stabilirea circuitului echivalent al TEC la semnale mici şi frecvenţe joase din figura 2.60, *a*. Rezistenţa la intrare este considerată infinită, întrucît grila este izolată cu o joncţiune polarizată invers în cazul TEC-J sau printr-un izolator propriu-zis în cazul TEC-MIS. Generatorul de curent $g_m u_{gs}$ indică efectul tensiunii de grilă asupra circuitului de ieşire.

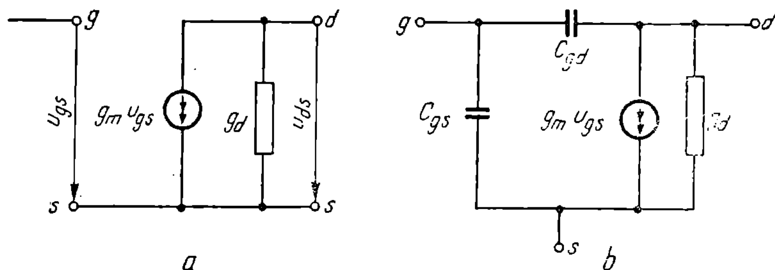


Fig. 2.60. Circuitul echivalent de semnal mic al TEC: *a* — la frecvențe joase; *b* — la frecvențe înalte.

2.5.6.2. Circuitul echivalent pentru domeniul frecvențelor înalte

Introducînd în circuitul echivalent de joasă frecvență capacitățile parazite dintre grilă și sursă C_{gs} și dintre grilă și drenă C_{gd}, rezultă circuitul echivalent din figura 2.60, *b*, care modelează satisfăcător comportarea TEC la frecvență înaltă. La semnale mici, capacitățile C_{gs} și C_{gd} pot fi considerate constante. Obișnuit, $C_{gs} = (1 — 10)$pF, $C_{gd} = (0,1—0,5)$pF.

2.5.6.3. Parametrii de semnal mic

Parametrii de semnal mic g_m și g_d pot fi determinați grafic din caracteristicile statice. Interes practic deosebit prezintă cunoașterea acestor parametri și a comportării TEC în regim de saturație și în regim liniar.

Conform caracteristicilor de ieșire (fig. 2.52 și 2.57, *a*), în regiunea de saturație curentul de drenă nu depinde de tensiunea drenă-sursă și în consecință g_d ar trebui să fie nulă. Practic, i_D prezintă o ușoară creștere cu u_{DS} în regiunea de saturație, datorită scurtării canalului. La tranzistoarele cu efect de cîmp de joasă frecvență g_d este foarte mică. Obișnuit, $r_d = 1/g_d = (10—100)$ kΩ.

O relație utilă pentru panta g_m (valabilă atît pentru TEC-MIS cu canal inițial, cît și pentru TEC-J) se obține pe baza expresiei aproximative a curentului de drenă (2.65):

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right) = g_{m0}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right), \tag{2.77}$$

unde g_{m0} reprezintă panta (transconductanța) pentru $u_{GS} = 0$. La majoritatea TEC, g_{m0} este cuprinsă între 1 și 10 mA/V. Ținînd seama că:

$$1 - \frac{u_{GS}}{U_P} = \left(\frac{i_{DS}}{I_{DSS}}\right)^{1/2}, \tag{2.78}$$

se poate da încă o expresie pentru g_m la TEC-J și TEC-MIS cu canal inițial în regim saturat:

$$g_m = g_{m0}\left(\frac{i_{DS}}{I_{DSS}}\right)^{1/2}. \tag{2.79}$$

Această relație evidențiază creșterea pantei cu curentul prin tranzistor.

2.5.7. FUNCȚIONAREA TEC CA AMPLIFICATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

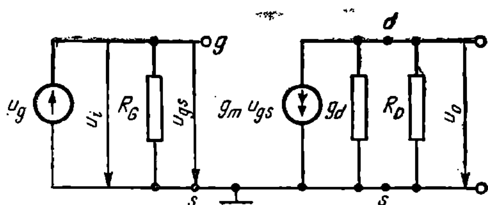


Fig. 2.61. Schema echivalentă de semnal mic a etajelor de amplificare cu TEC avînd sursa la masă.

În etajele de amplificare TEC sînt utilizate în mod obișnuit în conexiunea cu sursa la masă (comună), pentru a folosi calitatea de a avea curent de grilă extrem de mic. Ca exemple de etaje simple de amplificatoare cu TEC, pot servi montajele din figura 2.58, *a* și 2.59, *a*, prezentate anterior — cînd ne-am ocupat de circuitele de polarizare pentru TEC.

În aceste etaje de amplificare prezintă interes *determinarea amplificării în tensiune* A_u, amplificarea de curent și în putere fiind totdeauna foarte mari și dependente în principal de rezistența conectată între grilă și sursă. Pentru aceasta vom utiliza circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului (fig. 2.60) completat cu elementele exterioare ce intervin în regimul dinamic (fig. 2.61) și anume cu rezistența echivalentă dintre grilă și sursă R_G și cu rezistența de drenă R_D, conectată între drenă și sursă. Rezistența de sursă R_S fiind scurtcircuitată cu un condensator de valoare mare, nu intervine în circuitul echivalent.

Rezistența echivalentă între drenă și sursă fiind:

$$R_d = R_D \| \frac{1}{g_d} = \frac{R_D}{1 + g_d R_D}. \tag{2.80}$$

tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$u_0 = -g_m u_{gs} R_d. \tag{2.81}$$

Rezultă expresia amplificării în tensiune:

$$A_u = \frac{u_0}{u_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_d R_D}. \tag{2.82}$$

Semnul minus arată că tensiunea de ieșire este în antifază cu tensiunea aplicată la intrare.

Cum $R_D \ll 1/g_d$, se poate utiliza expresia aproximativă

$$A_u \cong -g_m R_D. \tag{2.83}$$

Dacă sarcina din drenă este o impedanță z_D, amplificarea în tensiune devine complexă:

$$\underline{A}_u \cong -g_m \underline{z}_D. \tag{2.84}$$

2.5.8. TEC ÎN REGIM DE COMUTAȚIE

Pentru a explica regimul de comutație al tranzistoarelor cu efect de cîmp, ne vom referi în continuare la TEC-MIS cu canal indus. În mare, aceleași procese intervin și la comutația altor categorii de TEC-MIS, precum și la TEC-J.

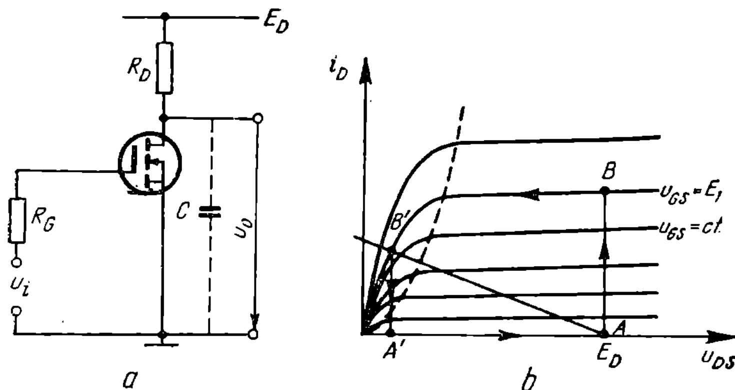


Fig. 2.62. Schema comutatorului cu TEC (*a*) și deplasarea punctului de funcționare în planul caracteristicilor de ieșire (*b*).

În figura 2.62, *a* este prezentată schema de principiu a comutatorului cu TEC. La funcționarea TEC în regim de comutație, stările stabile se află una în regiunea de blocare (tăiere) și cealaltă în regiunea de conducție nesaturată (fig. 2.62, *b*).

În starea de blocare, rezistența prezentată de TEC între drenă și sursă (la ieșire) este foarte mare ; din acest punct de vedere TEC se comportă mai bine decît tranzistoarele bipolare. În starea de conducție însă, căderea de tensiune pe TEC este mai mare decît $u_{CE\ sat}$ la tranzistoarele bipolare, ceea ce reprezintă un dezavantaj important al comutatoarelor cu TEC.

Pentru a urmări procesele care au loc la comutația între stările stabile extreme, în figura 2.63 se arată structura unui TEC-MIS cu canal *n* indus, cu sarcinile electrice existente în stare de blocare și în starea de conducție nesaturată. Considerăm că în momentul inițial tranzistorul este blocat și i se aplică un salt de tensiune la intrare ca în figura 2.64. Imediat după aplicarea comenzii de comutație directă canalul nefiind format, tranzistorul nu conduce. Procesele care au loc în această etapă de formare a canalului corespund încărcării unei capacități neliniare prin rezistența sursei de semnal. Durata acestui proces fiind foarte mică, se poate considera că punctul reprezentativ al stării tranzistorului trece într-un timp foarte scurt din *A* în *B*, la $u_{DS} = E_D = const.$, pe caracteristica $u_{GS} = E_1$ (fig. 2.62, *b*). Trecerea bruscă a punctului de funcționare din *A* în *B* se datorează existenței capacității parazite *C* la ieșirea TEC.

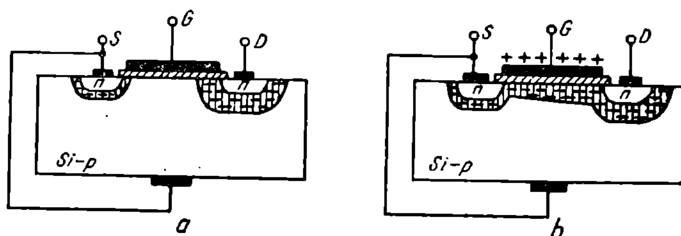


Fig. 2.63. TEC-MIS cu canal *n* indus, în stare blocată (*a*) și de conducție (*b*).

În continuare, capacitatea C se descarcă prin conductanța drenă-sursă, de la tensiunea inițială E_D— corespunzătoare stării de blocare — la valoarea redusă corespunzătoare stării de conducție. Punctul reprezentativ al stării tranzistorului se deplasează pe caracteristica statică $u_{GS} = E_1$ din B spre B'. Acest proces determină durata comutației directe a TEC-MIS.

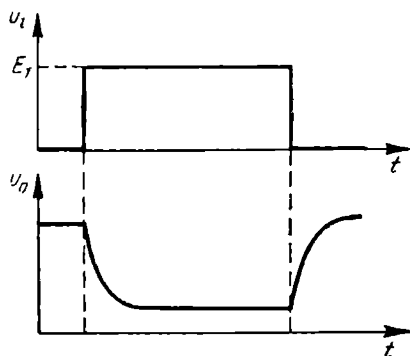


Fig. 2.64. Formele de undă ale tensiunilor la intrarea și ieșirea comutatorului cu TEC.

După aplicarea comenzii de comutație inversă (saltul tensiunii de intrare de la E_1 la zero), procesul de închidere a canalului este foarte rapid și punctul de funcționare, în planul caracteristicilor de ieșire, trece din B' în A' la $u_{LS} = const.$ Urmează în continuare încărcarea capacității parazite C prin rezistența de drenă, pînă la tensiunea E_D corespunzătoare stării de blocare, ceea ce conduce la deplasarea punctului de funcționare din A' în A. Acest proces determină durata comutației inverse a TEC-MIS.

Din cele de mai sus rezultă că la TEC comutația conductanței drenă-sursă și a curentului de drenă se face foarte rapid. Tensiunea de ieșire are însă un proces tranzitoriu mai lung, datorită capacității parazite de la ieșire.

Timpii de comutație directă și inversă au aceleași definiții ca la tranzistorul bipolar, cu deosebirea că se referă la regimul tranzitoriu al tensiunii la ieșire. La TEC acești timpi sînt de ordinul (20—100) ns.

2.6. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE MULTIJONCȚIUNE (DMJ)

2.6.1. GENERALITĂȚI

O categorie importantă de dispozitive semiconductoare larg răspîndite în electronică, energetică și electrotehnică o constituie dispozitivele cu mai mult de două joncțiuni, care au la bază structura *pnpn* cunoscută și sub denumirea de „structura cu 4 straturi". Această structură, comună unei varietăți largi de dispozitive, permite ca în anumite condiții să se obțină proprietăți calitativ deosebite față de tranzistor și în primul rînd posibilitatea de a obține curenți mari în conducție directă, la tensiuni de lucru de ordinul sutelor și miilor de volți. Dispozitivele cu structură *pnpn* posedă caracteristici curent-tensiune proprii elementelor de comutație cu două stări de echilibru stabil : starea de conducție și starea de blocare, caracteristicile lor avînd cîte o regiune în care elementul prezintă o rezistență dinamică negativă. Aceste proprietăți apar ca urmare a faptului că structura *pnpn* poate comuta regenerativ din starea de blocare în starea de conducție, datorită reacției pozitive dintre straturi, dependentă de mărimea curentului prin dispozitiv [8], [11].

Dispozitivele semiconductoare multijoncţiune se deosebesc între ele atît prin numărul şi dimensiunile straturilor componente, cît și prin numărul de terminale exterioare cu care sînt prevăzute. Cele mai importante dispozitive de acest fel sînt *dioda pnpn, tiristorul, triacul* și *diacul.*

2.6.1.1. **Dinistorul**

Dioda pnpn sau *dioda Shockley,* numită pe scurt *dinistor,* este o structură cu patru straturi prevăzută cu două terminale : un anod și un catod. Structura „basculează" din starea blocată în starea de conducție atunci cînd tensiunea pozitivă aplicată pe anod depășește o anumită tensiune de prag denumită *tensiune de amorsare.* Bascularea inversă (din stare de conducție în stare de blocare) a dispozitivului are loc atunci cînd curentul prin dispozitiv scade sub o anumită valoare, denumită *curent de menținere.*

2.6.1.2. **Tiristorul**

Tiristorul este o structură cu patru straturi prevăzută, în plus față de dinistor, cu un electrod suplimentar, denumit *grilă* sau *poartă,* care poate determina „amorsarea" dispozitivului la o tensiune anodică mai mică decît tensiunea la care el ar intra în conducție fără semnal de comandă pe acest electrod. După amorsare poarta își pierde proprietățile de comandă, reluîndu-și acest rol numai după blocarea dispozitivului.
Tiristorul poate fi alimentat și cu o tensiune anodică alternativă, funcționarea lui fiind asemănătoare cu aceea a unei diode semiconductoare, cu deosebirea că intrarea în conducție poate fi întîrziată (mai mult sau mai puțin) în raport cu începutul alternanței pozitive, în funcție de momentul aplicării semnalului de comandă pe poartă. Astfel, tiristoarele sînt elemente ideale pentru realizarea redresoarelor comandate. De asemenea, ele sînt folosite în invertoare și contactoare statice de curent continuu sau alternativ.

2.6.1.3. **Triacul**

Triacul sau *tiristorul bidirecțional* este un dispozitiv cu cinci straturi, cu două terminale principale și cu un electrod de comandă, care permite trecerea curentului atît în timpul alternanței pozitive, cît și în timpul alternanței negative. Este utilizat în circuitele de comandă și reglare a puterii de curent alternativ.

2.6.1.4. **Diacul**

Diacul este un dispozitiv de mică putere, asemănător ca structură cu triacul dar lipsit de electrod de comandă. Este folosit în circuitele de comandă a triacurilor sau tiristoarelor.
În cele ce urmează se vor analiza mai pe larg caracteristicile tiristoarelor și triacului.

2.6.2.1. Principiul de funcţionare a structurii *pnpn*

Structura *pnpn* tipică care stă la baza dispozitivelor multijoncţiune este constituită dintr-o plachetă de siliciu monocristalin tip *n*, în care s-au creat patru regiuni dotate succesiv cu impurităţi acceptoare şi donoare (fig. 2.65) [12]. Stratul p_2 (sau uneori stratul n_1) poate fi prevăzut cu un electrod exterior (poarta) şi în acest caz structura *pnpn* este un tiristor. În lipsa acestui electrod, structura este un dinistor.

Dacă pe anod se aplică o tensiune pozitivă în raport cu catodul ($u_A > 0$, cu poarta în gol), tensiunea se distribuie pe cele trei joncţiuni cu polarităţile indicate pe figura 2.65. În aceste condiţii, stratul p_1 joacă rolul unui emitor care injectează goluri în stratul n_1 (denumit *baza groasă*), iar stratul n_2 îndeplineşte funcţia unui al doilea emitor, care injectează electroni în cea de-a doua bază, constituită din stratul p_2 (*baza subţire*) ; curentul rezultant care străbate structura este suma curenţilor de goluri şi de electroni, el avînd aceeaşi valoare în oricare dintre cele patru straturi. Această constatare permite să înlocuim structura *pnpn* prin două tranzistoare complementare conectate ca în figura 2.66. [3]. Se obţine astfel schema echivalentă din figura 2.66, *c* care scoate în evidenţă bucla de reacţie pozitivă caracteristică structurii *pnpn*. Cu notaţiile din figura 2.66, *c*, se poate scrie :

$$i_A = i_{C1} + i_{B1} = \alpha_1 i_A + I_{CBO} + \alpha_2 i_A, \tag{2.85}$$

în care :

$\alpha_1 i_A$ este curentul de goluri injectat de emitorul $E_1(p_1)$ şi care difuzînd prin baza B_1 (n_1), ajunge în colectorul $C_1(p_2)$;

$\alpha_2 i_A$ — curentul de electroni injectat de emitorul $E_2(n_2)$ şi care difuzînd prin baza $B_2(p_2)$ ajung în colectorul $C_2(n_1)$;

I_{CBO} — curentul rezidual al joncţiunii centrale care ar trece prin joncţiune în absenţa celorlalţi doi curenţi ; el poate fi considerat ca suma a două componente : $aI_{CBO} = I_{CBO1}$ aparţinînd tranzistorului *pnp* (T_1) şi

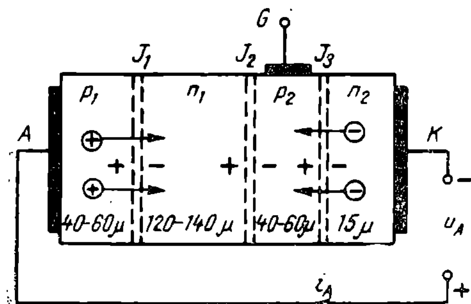


Fig. 2.65. Structură *pnpn*.

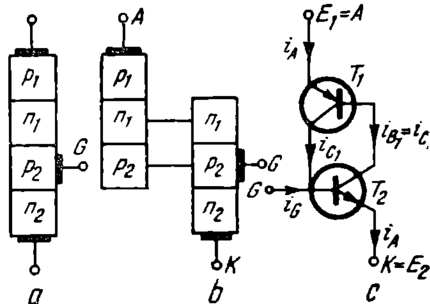


Fig. 2.66. Schema echivalentă a structurii *pnpn* :

a — structura *pnpn* propriu-zisă ; *b*, *c* — scheme echivalente cu două tranzistoare complementare.

$(1 - a)I_{CBO} = I_{CBO2}$, aparținînd tranzistorului *npn* (T_2). Se remarcă faptul că $0 < a < 1$. Din relația (2.85) rezultă :

$$i_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = \frac{I_{CBO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

Factorii de amplificare în curent α_1 și α_2 depind atît de intensitatea curentului și de tensiunea aplicată cît și de temperatură.

2.6.2.2. Amorsarea structurii *pnpn*

Amorsarea structurii *pnpn* (adică trecerea ei din stare de blocare directă în stare de conducție) are loc cînd $i_A \to \infty$, adică atunci cînd este îndeplinită condiția :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1.$$

Există mai multe procedee care conduc la realizarea acestei condiții.

În primul rînd, se **poate mări tensiunea u_A aplicată structurii, astfel încît să aibă loc o multiplicare în avalanșă a purtătorilor în joncțiunea centrală.** Ca urmare, curentul prin dispozitiv crește și odată cu el se măresc factorii α_1 și α_2, astfel încît la o anumită tensiune u_{AS} (denumită tensiune de autoamorsare, sau tensiune de întoarcere) condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ este îndeplinită și structura trece în stare de conducție. Acest mod de amorsare este *propriu diodei pnpn*.

Atunci cînd structura *pnpn* este prevăzută cu electrod de comandă (poarta *G* în fig. 2.66), dispozitivul poate fi amorsat **prin injectarea unui curent din exterior** care să asigure creșterea factorilor α_1 și α_2 pînă la îndeplinirea condiției $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Dacă poarta *G* este legată la baza subțire (stratul p_2) amorsarea se realizează prin aplicarea pe poartă a unei tensiuni pozitive în raport cu catodul, astfel încît curentul de comandă i_G să intre în joncțiunea direct polarizată $n_2 p_2$. Emitorul n_2 injectează acum electroni în baza p_2, iar curentul de colector al tranzistorului T_2 din schema echivalentă (fig. 2.66, *c*) are valoarea :

$$i_{C2} = i_{B1} = \alpha_2(i_A + i_G) + (1 - a)I_{CBO}.$$

Curentul care traversează joncțiunea centrală are expresia :

$$i_A = i_{C1} + i_{B1} = \alpha_1 i_A + aI_{CBO} + \alpha_2(i_A + i_G) + (1 - a)I_{CBO},$$

sau :

$$i_A = \frac{\alpha_2 i_G + I_{CBO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \qquad 2.86)$$

Condiția de amorsare este aceeași ca în cazul precedent, cu deosebirea că aici mărirea curentului i_A, care conduce la creșterea factorilor α_1 și α_2, este datorată curentului injectat prin poartă, i_G. Acest mod de amorsare este folosit *în cazul tiristorului și triacului*.

Structura *pnpn* poate fi amorsată și **prin efect fotoelectric.** Energia luminoasă cu o lungime de undă situată în banda spectrală a siliciului (apropiată

de infraroșu), care pătrunde în structură, poate provoca o creștere importantă a numărului de perechi electroni-goluri în vecinătatea joncțiunii centrale J_2. Ca urmare, valorile α_1 și α_2 cresc, fiind posibilă realizarea condiției de amorsare. Acest mod de amorsare este *propriu fototiristorului*. În acest caz capsula dispozitivului este prevăzută cu o fereastră transparentă, pentru a permite accesul luminii la nivelul joncțiunii centrale a structurii.

Structura *pnpn* se poate amorsa și **prin creșterea temperaturii.** Curentul rezidual al unei joncțiuni *pn* de siliciu, polarizate în sens invers, se dublează la fiecare creștere cu 6—8°C a temperaturii. Astfel are loc o creștere a curenților I_{CBO1} și I_{CbO2} și deci a curentului i_A, care conduce la mărirea factorilor α_1 și α_2; dispozitivul amorsează atunci cînd este îndeplinită condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$.

Structura *pnpn* poate amorsa și la $u_A < u_{AS}$ și $i_G = 0$, **atunci cînd fiind în stare de blocare directă tensiunea u_A crește repede.** Acest fenomen, denumit „efect $\frac{du}{dt}$", se explică prin acțiunea curentului de deplasare care ia naștere în capacitatea de barieră a joncțiunii centrale și care conduce la apariția unui curent suplimentar în bazele n_1 și p_2 ale structurii. Ca urmare, α_1 și α_2 cresc, astfel că la o variație suficient de rapidă a tensiunii u_A condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ poate fi îndeplinită chiar dacă $u_A < u_{AS}$. Practic amorsările prin ridicarea temperaturii și prin efect $\frac{du}{dt}$ sînt amorsări nedorite (parazite) și ele trebuie evitate în exploatare.

2.6.2.3. Realizări tehnologice

Din punct de vedere tehnologic, structura din figura 2.65 poate fi realizată ca în figura 2.67, *a*. Ea este cunoscută sub denumirea de *structură cu poartă punctiformă,* datorită suprafeței de contact mici dintre terminalul de poartă și baza subțire. Porțiunile pline din figura 2.67 sînt contactele metalice ale terminalelor. Contactul metalic al anodului are suprafața maximă, el fiind folosit ca suport al pastilei de siliciu și totodată ca element de evacuare a căldurii dezvoltate în structură.

O variantă a acestei structuri, denumită *structură cu șunt de emitor,* este prezentată în figura 2.67, *b*. Curentul i_G, injectat de poartă străbate lateral regiunea bazei p_2, care se comportă ca o rezistență suplimentară între poartă și catod, R_{gc}. Această „șuntare" obținută prin scurtcircuitarea la catod a unei porțiuni din baza p_2 micșorează atît curentul termic, cît și curentul datorat

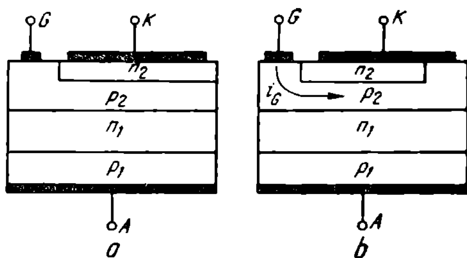


Fig. 2.67. Realizarea tehnologică a structurii *pnpn*:
a — structura obișnuită de tiristor cu poartă punctiformă; *b* — structură de tiristor cu șunt de emitor.

efectului $\frac{di}{dt}$ (oferindu-le o cale de trecere cu rezistență mai mică), contribuind astfel la creșterea stabilității termice, ca și la creșterea capabilității de a suporta variații rapide de tensiune fără să se amorseze.

2.6.2.4. Blocarea structurii *pnpn*

După amorsarea structurii *pnpn*, curentul i_A este foarte mare, el fiind limitat doar de rezistența de sarcină legată în serie cu tensiunea anodică. Tranzistoarele T_1, T_2 intră în regim de saturație astfel încît condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ este satisfăcută în permanență. Rezultă deci că în conducție directă toate joncțiunile structurii sînt polarizate în sens direct, căderea de tensiune între anod și catod fiind de aproximativ 1 volt.

Datorită reacției între bazele și colectoarele celor două tranzistoare complementare din schema echivalentă (fig. 2.66, *c*), *structura pnpn obișnuită* se menține în stare de conducție chiar dacă după amorsare se injectează un curent negativ în poartă. În acest caz are loc doar o reducere a curentului de emitor al tranzistorului T_1, deci o valoare α_1 ceva mai mică, dar condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ rămîne în continuare îndeplinită. Rezultă deci că după amorsare poate pierde rolul de electrod de comandă a curentului prin structura *pnpn* reluîndu-și această funcție numai după ce curentul anodic scade suficient de mult, astfel încît coeficienții α_1 și α_2 să-și poată recăpăta valorile foarte mici, caracteristice stării de blocare directă.

Tiristoarele bioperaționale (cu blocare pe poartă) au o structură *pnpn* specială, care permite o micșorare puternică a factorului α_1 al tranzistorului T_1 (*pnp*) și creșterea corespunzătoare a factorului α_2 al tranzistorului T_2(*npn*). Astfel condiția de amorsare se poate realiza la fel ca la structura obișnuită dar, în conducție, numai o mică parte din curentul anodic va circula prin colectorul tranzistorului T_1 ; rezultă că prin injectarea unui curent de poartă i_G negativ, de același ordin de mărime cu i_{C1}, se poate întrerupe bucla de reacție pozitivă și deci se poate aduce structura din nou în stare blocată. Dacă neglijăm curentul I_{CBO}, curentul negativ necesar pentru blocarea unei structuri străbătute de un curent anodic i_A se poate calcula din relația (2.85) :

$$i_G = \frac{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}{\alpha_2} i_A.$$

Eficacitatea blocării prin curent negativ de poartă se apreciază prin *factorul de amplificare a curentului de blocare* :

$$G_b = \frac{i_A}{|i_G|} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1},$$

definit ca raportul dintre curentul anodic la care se blochează structura și valoarea curentului de comandă ce realizează blocarea, i_G.

La aplicarea unei tensiuni negative pe anodul structurii *pnpn* (polarizarea inversă), joncțiunea centrală se polarizează în sens direct, iar joncțiunile extreme J_1 și J_3 (fig. 2.65) se polarizează în sens invers. Structura se comportă ca o diodă cu siliciu polarizată în sens invers, adică rămîne blocată atîta timp cît nu se depășește o tensiune inversă maximă admisibilă. Depășirea acestei tensiuni (indicată în foile de catalog) conduce la distrugerea dispozitivului.

2.6.2.5. Timpii de comutație

În diferite aplicații ale DMJ, acestea sînt alimentate cu tensiune continuă (invertoare, convertoare, generatoare de impulsuri etc.). În acest caz prezintă interes legea de variație a curentului prin structură la amorsare și la blocare, precum și viteza cu care dispar sarcinile stocate în structură după anularea curentului anodic direct. De această viteză depinde în primul rînd timpul necesar pentru restabilirea proprietăților de comandă a structurii, deci și frecvența maximă la care poate fi utilizat dispozitivul.

Structura *pnpn* intră în conducție într-un timp de 1—2 μs, mult mai scurt decît timpul necesar pentru restabilirea proprietăților de comandă. De aceea, în cele ce urmează vom analiza mai pe larg doar procesele tranzitorii care au loc la blocarea structurii *pnpn*.

Cînd structura *pnpn* conduce, toate joncțiunile ei sînt polarizate în sens direct, cele două baze n_1 și p_2 fiind saturate. Pentru a bloca dispozitivul în timpul cel mai scurt, este necesar să se aplice o tensiune inversă. La aplicarea ei, golurile și electronii din vecinătatea celor două joncțiuni extreme J_1 și J_3 vor difuza prin aceste joncțiuni, rezultînd un curent invers în circuitul exterior. Căderea de tensiune pe structură rămîne aproximativ constantă (cca. 0,7 V) atît timp cît curentul invers are o valoare suficient de mare. La încetarea curentului invers, joncțiunile J_1 și J_3 se blochează și tensiunea inversă pe dispozitiv crește pînă la o valoare determinată de elementele circuitului exterior. Blocarea joncțiunilor J_1 și J_3 însă nu înseamnă că structura este aptă pentru a putea suporta din nou o tensiune directă $u_A < u_{AS}$. O concentrare mare de goluri și electroni mai există încă în vecinătatea joncțiunii centrale J_2. Această concentrare descrește datorită recombinării după o lege aproape independentă de condițiile de polarizare exterioare. Abia după ce aceste goluri se recombină cu electronii, joncțiunea J_2 își reia starea de blocare, structura fiind capabilă să suporte din nou o tensiune directă fără ca ea să revină la starea de conducție. Timpul care se scurge între momentul încetării curentului direct și momentul în care deja se poate reaplica tensiunea directă fără ca dispozitivul să mai revină (fără comandă) la starea de conducție se numește *timp de revenire* t_q (fig. 2.68). El are valori cuprinse între cîteva microsecunde și cîteva sute de microsecunde, în funcție de construcția și tehnologia dispozitivului.

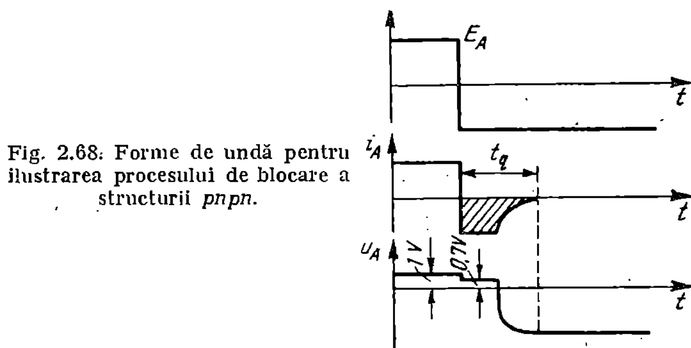


Fig. 2.68. Forme de undă pentru ilustrarea procesului de blocare a structurii *pnpn*.

Tiristorul este o structură *pnpn* cu electrod de comandă. Simbolul grafic corespunzător unui tiristor cu poarta conectată la baza tip *p* și modul de conectare în circuit sînt arătate în figura 2.69.

a) **Caracteristicile sale anodice** au forma din figura 2.70.

În polarizare directă ($u_A > 0$) *cu* $i_G = 0$, caracteristica curent-tensiune prezintă două stări stabile de funcționare : starea de blocare directă (porțiunea *OA*) și starea de conducție (porțiunea *BC*). La atingerea tensiunii de autoamorsare $U_{AS} = U_{BO}$, dispozitivul trece brusc în stare de conducție și curentul anodic poate ajunge la valori periculoase dacă nu se introduce o rezistență de limitare în serie cu tiristorul.

Atunci *cînd* $i_G > 0$, tiristorul intră în conducție la tensiuni $u_A < u_{AS}$, obținîndu-se caracteristici asemănătoare cu aceea corespunzătoare la $i_G = 0$, dar care au tensiune de întoarcere cu atît mai mică cu cît i_G este mai mare (trasate cu linie întreruptă pe graficul din figura 2.70).

La aplicarea unei tensiuni negative pe anod, tiristorul se comportă ca o diodă obișnuită polarizată invers, rămînînd blocat atît timp cît nu se depășește o tensiune inversă maximă $U_{BR} = U_{Atmax}$, indicată de catalog. Depășirea acestei tensiuni conduce la distrugerea dispozitivului.

Dacă tiristorul este alimentat cu tensiune alternativă (cu $U_m < U_{BR} \cong \cong U_{AS}$), el funcționează ca redresor, conducînd curent numai în timpul alternanțelor pozitive și numai dacă primește semnalele corespunzătoare de amorsare pe poartă. Întîrziind mai mult sau mai puțin momentul aplicării acestor semnale, în raport cu începutul alternanțelor pozitive, se poate regla valoarea medie a curentului sau tensiunii redresate, obținîndu-se astfel un redresor comandat (reglabil).

b) Pentru o utilizare corectă a tiristorului este necesar să se știe și **caracteristicile de intrare** (sau **de comandă**), adică curba tensiunii aplicate pe poartă în funcție de curentul injectat prin acest electrod. Ele sînt asemănătoare cu caracteristica unei diode *pn* polarizate direct ; curentul de poartă necesar pentru amorsare scade cu temperatura și prezintă o oarecare „dispersie" tehnologică de la un exemplar la altul din același tip. În foile de catalog se prezintă o zonă de amorsare sigură, pentru diferitele exemplare ale aceluiași

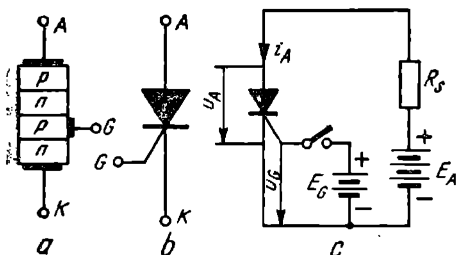


Fig. 2.69. Tiristorul :
a — tiristorul ca structură *pnpn* cu electrod de comandă ; *b* — simbolul grafic ; *c* — modul de conectare în circuit.

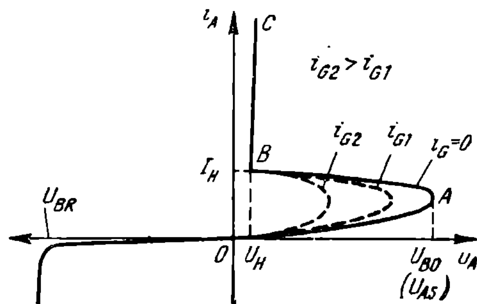


Fig. 2.70. Caracteristicile curent-tensiune ale tiristorului (pentru diferite valori ale curentului de poartă i_G).

tip (fig. 2.71). Curbele A şi B reprezintă caracteristicile extreme ale tipului dat de tiristor; aria haşurată conţine punctele în care amorsarea este posibilă. Circuitul de comandă al tiristorului trebuie însă să asigure un semnal i_G, u_G în afara ariei haşurate, dar în interiorul suprafeţei limitate de curbele A şi B şi de curba puterii maxime disipate pe poartă (trasată pe grafic cu linie întreruptă). De asemenea, nu este permis să se depăşească valorile maxime ale tensiunii sau curentului din circuitul de poartă, indicate de catalog.

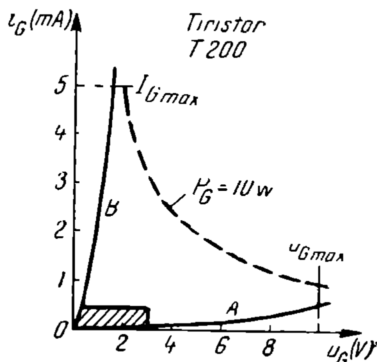


Fig. 2.71. Caracteristica de intrare a unui tiristor.

Datorită faptului că la aplicarea tensiunii de comandă structura *pnpn* devine conducătoare, la început pe o suprafaţă limitată în jurul porţii, la o variaţie rapidă a curentului anodic pot avea loc depăşiri ale densităţii de curent admisibil în diferite puncte ale acestei suprafeţe, care pot conduce la degradarea dispozitivului. De aceea la amorsare se impune limitarea vitezei de creştere a curentului anodic, fabricantul indicînd în foile de catalog valoarea $\frac{di}{dt}$ critică, care nu trebuie depăşită în exploatare.

După cum s-a menţionat, structura *pnpn* poate amorsa în mod nedorit prin efect $\frac{du}{dt}$. În foile de catalog se indică valoarea $\frac{du}{dt}$ critică care nu trebuie depăşită niciodată în practică. Pentru protecţia contra variaţiilor rapide de tensiuni se conectează un circuit RC în paralel cu tiristorul. De obicei $R =$ $= (50—1\,000)\ \Omega$ iar $C = (0{,}1—5{,}0)\ \mu$F. Datorită condensatorului, grupul RC absoarbe un curent mare cînd tensiunea variază rapid, micşorînd astfel valoarea $\frac{du}{dt}$ aplicată tiristorului.

Puterea maximă disipată, curentul şi tensiunea maximă pe poartă sînt indicate în catalog pentru un regim de curent continuu. Ele rămîn valabile şi pentru un regim de comandă în impulsuri, dacă durata acestora depăşeşte cîteva zeci de microsecunde.

2.6.4. TRIACUL

Triacul este un dispozitiv multijoncţiune cu cinci straturi, a cărui structură este prezentată în figura 2.72, *a*. Simbolul său grafic este arătat în figura 2.72, *c*. Se poate considera că triacul este constituit din două tiristoare în montaj antiparalel realizate în acelaşi cristal de siliciu şi avînd un electrod de comandă comun (fig. 2.72, *b*). Cînd terminalul T_2 este pozitiv în raport cu T_1, amorsează tiristorul format din straturile p_4, n_3, p_2, n_1, (dacă şi poarta G este pozitivă în raport cu T_1); cînd terminalul T_2 devine negativ şi terminalul T_1 joacă rol de anod, intră în conducţie tiristorul p_2, n_3, p_4, n_5, care amorsează atunci cînd poarta este negativă în raport cu T_1.

Caracteristica curent-tensiune a triacului are forma din figura 2.73 (pentru $i_{G2} > i_{G1} > 0$). Ca şi în cazul tiristorului, comanda pe poartă se efectuează prin tensiune continuă, alternativă sau în impulsuri. Datorită structurii mai

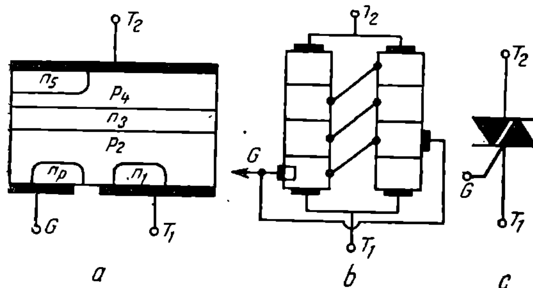


Fig. 2.72. Triacul :
a — realizarea tehnologică a structurii cu cinci straturi a triacului ; *b* — schema echivalentă ; *c* — simbolul grafic.

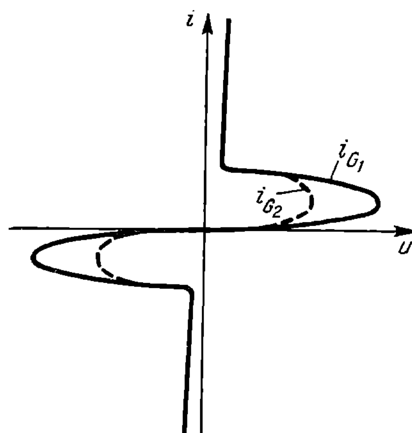


Fig. 2.73. Caracteristicile curent-tensiune ale triacului.

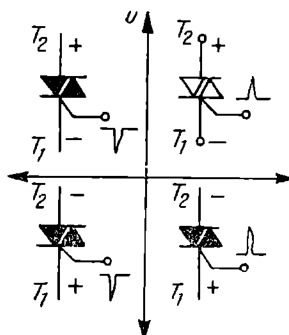


Fig. 2.74. Moduri posibile de funcţionare a triacului.

complexe a triacului, funcţia de comandă a porţii se exercită în patru moduri distincte prezentate în figura 2.74 (funcţionare în patru cadrane). Sensibilitatea la comandă a dispozitivului este maximă în cadranul *I*, medie în cadranul *III* şi minimă în cadranul *IV*. Obişnuit se utilizează funcţionarea în cadranele *I* şi *III*.

Schema unui circuit de comandă a unui triac, realizată cu un circuit *RC* şi un diac, este arătată în figura 2.75, *a*. Diacul este un dispozitiv de mică putere fără electrod de comandă, cu o caracteristică asemănătoare cu a triacului (fig. 2.75, *b*). Diacurile au tensiuni U_{BO} = (28—42)V şi ΔU = (6—8)V, şi curenţi nominali de cîţiva zeci de miliamperi. La creşterea tensiunii instantanee aplicate schemei din figura 2,75, *a*, capacitatea *C* se încarcă prin rezistenţa *R*, diacul şi triacul fiind în stare blocată. Atunci cînd $u_c = U_{BO}$, diacul „basculează" micşorîndu-şi brusc rezistenţa, iar capacitatea se descarcă prin diac şi prin circuitul de poartă al triacului, provocînd amorsarea acestuia din urmă. După amorsarea triacului, tensiunea la bornele sale scade la circa 1—2 V, astfel că circuitul de comandă este practic scos din funcţie pînă la sfîrşitul alternanţei respective. Formele de undă ce ilustrează funcţionarea schemei din figura 2.75, *a* sînt date în figura 2.75, *c*.

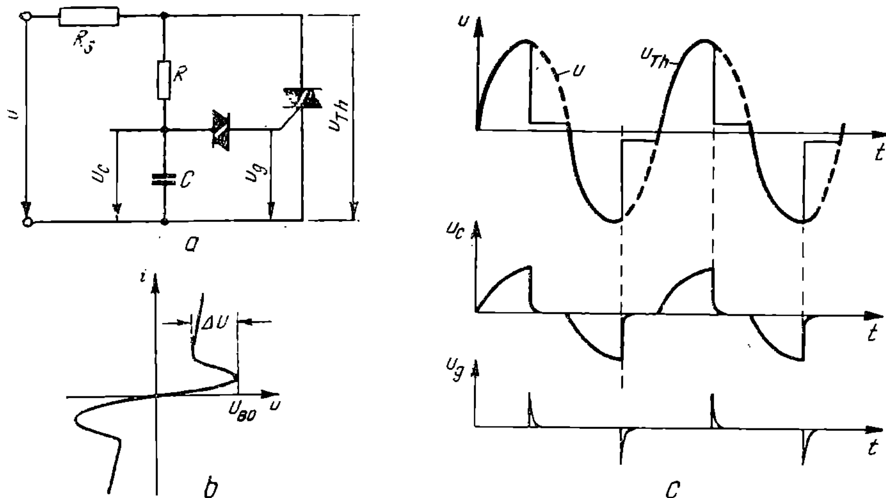


Fig. 2.75. Circuit de comandă a unui triac funcționînd ca variator de putere : *a* — schema de principiu ; *b* — caracteristica curent-tensiune a diocului ; *c* — forme de undă ilustrînd funcționarea schemei din figura 2.75, *a*.

2.7. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE OPTOELECTRONICE

În categoria dispozitivelor optoelectronice se încadrează dispozitivele care transformă energia electrică în radiație optică sau invers. Dacă ne rezumăm numai la dispozitivele de acest tip cu semiconductoare, ele se împart în trei categorii [18] :

— *fotodetectoare*, care detectează semnalele optice prin procese electrice ; se pot da ca exemple fotorezistența, fotodioda, fototranzistorul și fototiristorul ;

— *celulele fotovoltaice*, care transformă energia radiațiilor optice în energie electrică, cum ar fi spre exemplu celulele solare ;

— *electroluminescente*, care transformă energia electrică în radiație optică, cum ar fi spre exemplu diodele fotoemisive sau laserul cu semiconductor.

Funcționarea primelor două categorii de dispozitive optoelectronice semiconductoare se bazează pe procesul de generare a purtătorilor mobili sub acțiunea radiațiilor, proces cunoscut sub denumirea de *efect fotoelectric interior*. Dacă fotonii au energia mai mare decît lărgimea benzii interzise a semiconductorului ($h\nu > \Delta W$), atunci unii electroni din banda de valență, absorbind energie, pot trece în banda de conducție, formîndu-se astfel doi purtători de sarcini mobili : un electron în banda de conducție și un gol în banda de valență.

Ca și în cazul dispozitivelor cu efect fotoelectric extrem, acțiunea radiațiilor asupra dispozitivelor semiconductoare fotodetectoare este apreciată cu ajutorul noțiunii de sensibilitate, care se definește prin variația unui parametru (de exemplu conductivitatea) corespunzătoare unei variații de flux luminos (sau de iluminare) egală cu unitatea. Deoarece sensibilitatea variază cu lungimea de undă a radiației, practic se utilizează caracteristica spectrală

a dispozitivului, care reprezintă variația sensibilității în funcție de lungimea de undă λ.

Funcționarea dispozitivelor electroluminescente se bazează pe procesul de *recombinare radiativă a purtătorilor în exces dintr-un semiconductor*. Cînd un electron din banda de conducție trece pe un loc liber (gol) din banda de valență, adică are loc un proces de recombinare, se pune în libertate o cantitate de energie ce poate fi cedată rețelei cristaline sub formă de căldură sau poate fi emisă sub formă de radiație luminoasă. Raportul dintre numărul recombinărilor radiative și neradiative este mic la germaniu și siliciu. El este mare la anumiți compuși din familia GaAs, care sînt utilizați cu precădere la construcția diodelor electroluminescente.

2.7.1 FOTOREZISTENȚA

Fotorezistența este constituită dintr-o peliculă policristalină de material semiconductor depusă pe un suport izolator și prevăzută cu două contacte la extremități. Ca material semiconductor se folosește seleniul, sulfura de cadmiu, sulfura de plumb etc. După depunerea peliculei, ansamblul se închide într-un înveliș de sticlă pentru protecție (fig. 2.76).

Montată în circuit în serie cu o sursă de tensiune și o rezistență de sarcină R_s (fig. 2.76, *a*), fotorezistența își schimbă valoarea rezistenței electrice în funcție de fluxul luminos care cade pe suprafața sa activă. Caracteristica curent-tensiune a unei fotorezistențe este arătată în figura 2.76, *b*. La o variație bruscă a iluminării, concentrația purtătorilor în semiconductor variază destul de lent, fotorezistența avînd o inerție relativ mare (1 — 10 ms). De asemenea, *sensibilitatea* fotorezistenței scade în timp, variind totodată cu temperatura.

2.7.2. FOTODIODA

Fotodioda este o joncțiune *pn* polarizată în sens invers, al cărei curent este controlat prin intermediul perechilor electroni-goluri produse prin absorbția luminii în interiorul și în vecinătatea regiunii de tranziție a joncțiunii (fig. 2.77, *a*). Simbolul grafic al fotodiodei este arătat în figura 2.77, *b*. Ea se conectează în circuit ca în figura 2.77, *c*.

În lipsa luminii, prin circuit trece curentul invers (de saturație) al joncțiunii, care este numit „curent de întuneric", de ordinul microamperilor la fotodiodele cu germaniu și de ordinul nanoamperilor la cele cu siliciu. Sub acțiunea luminii se generează purtători care măresc curentul prin joncțiune pînă la valori de sute de microamperi. Constructiv, fotodiodele sînt introduse în capsule metalice sau din mase plastice, prevăzute cu fereastră transparentă în zona joncțiunii *pn*. *Sensibilitatea* fotodiodei, definită ca raportul dintre variația de curent și mărimea fluxului luminos ce provoacă această variație, este funcție de obicei și de poziția fluxului luminos față de joncțiune. Caracteristica spectrală a fotodiodelor, care reprezintă curba de variație a sensibilității în funcție de lungimea de undă a luminii incidente, are maximul său deplasat de obicei în domeniul roșului și infraroșului, sensibilitatea pentru spectrul vizibil fiind de aproximativ 50—75% din sensibilitatea maximă.

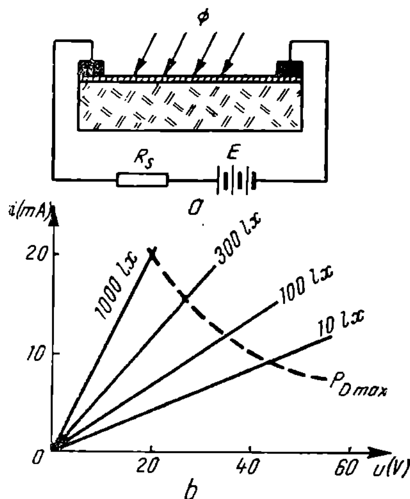


Fig. 2.76. Fotorezistența :

a — modul de realizare tehnologică a fotorezistenței ; b — caracteristicile curent-tensiune ale unei fotorezistențe.

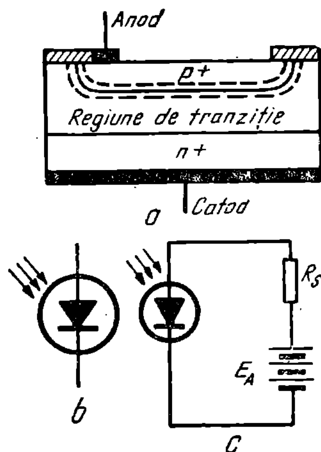


Fig. 2.77. Fotodioda :

a — realizarea tehnologică a fotodiodei ; b — simbolul grafic ; c — modul de conectare în circuit.

Diferitele caracteristici indicate de catalog pentru o fotodiodă cu germaniu Tesla 10 PN40 sînt arătate în figura 2.78. Această diodă are o inerție mai redusă, fiind posibilă folosirea ei și la frecvențe mai înalte care pot ajunge la 10 kHz. Creșterea temperaturii are ca efect creșterea curentului de întuneric după legea cunoscută a variației curentului invers proporțional cu temperatura.

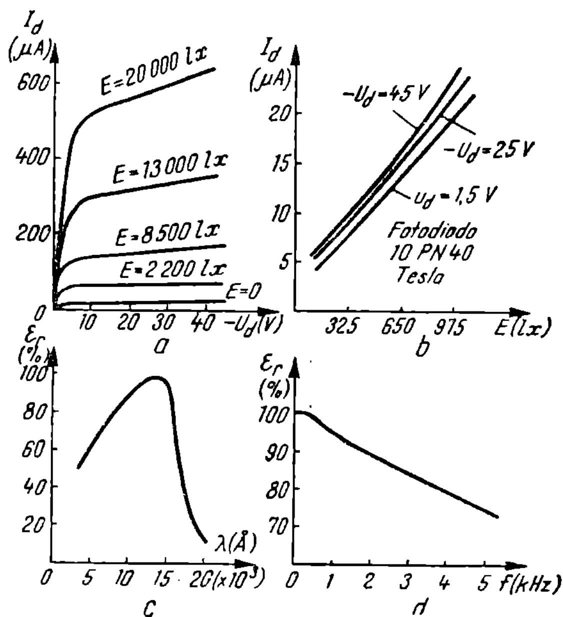


Fig. 2.78. Caracteristicile fotodiodei Tesla 10 PN40 :

a — caracteristicile curent-tensiune ; b — caracteristicile curent-iluminare ; c — caracteristica spectrală ; d — caracteristica de frecvență.

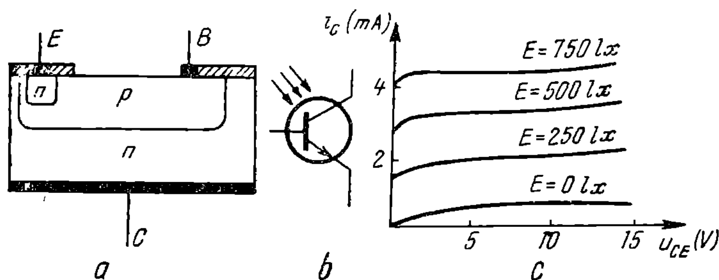


Fig. 2.79. Fototranzistorul:
a — modul de realizare tehnologică a fototranzistorului; *b* — simbolul grafic; *c* — caracteristicile curent-tensiune.

2.7.3. FOTOTRANZISTORUL

Fototranzistorul are o structură asemănătoare cu aceea a unui tranzistor bipolar a cărui joncțiune bază-colector funcționează ca o fotodiodă, joncțiunea bază-emitor avînd rolul de a amplifica fotocurentul prin intermediul efectului de tranzistor. Ca și la fotodiodă, structura fototranzistorului se încapsulează cu o fereastră frontală transparentă la lumină. La majoritatea fototranzistoarelor, contactul bazei lipsește.

În lipsa luminii, fototranzistorul este străbătut de curentul de întuneric $I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO}$ corespunzător conectării cu emitor comun și cu curent de bază nul. Valoarea curentului de întuneric este de $\beta + 1$ ori mai mare decît în cazul unei fotodiode cu același curent I_{CBO}, dar acest dezavantaj este compensat de creșterea puternică a *sensibilității*, care ajunge la valori de (1—10) µA/lux.

Structura unui fototranzistor planar de siliciu este arătată în figura 2.79, *a*. Simbolul fototranzistorului este prezentat în figura 2.79, *b*. Caracteristicile sale curent-tensiune au forma din figura 2.79, *c*. Inerția fototranzistorului este mai mare decît a fotodiodei, ajungînd la întîrzieri de ordinul zecilor de microsecunde.

Fototranzistoarele, ca și fotodiodele, se utilizează în instalațiile de automatizare și telecomandă (de exemplu la comanda automată a întreruperii iluminatului public), la cititoarele de cartele perforate, în releele fotoelectrice etc.

2.7.4. CELULA FOTOVOLTAICĂ

Fotodiodele pot fi folosite și fără sursă de polarizare, în care caz ele generează un curent electric. O joncțiune *pn* iluminată, funcționînd într-un astfel de regim, se numește *celulă fotovoltaică* sau *dispozitiv fotogenerator*. Denumirea de celulă fotovoltaică este dată de obicei dispozitivelor fotodetectoare ce produc o tensiune sub acțiunea luminii, care au suprafețe active sub 1 cm^2. Dispozitivele cu suprafețe active mai mari, construite special pentru transformarea energiei solare în energie electrică, sînt denumite și *celule solare*.

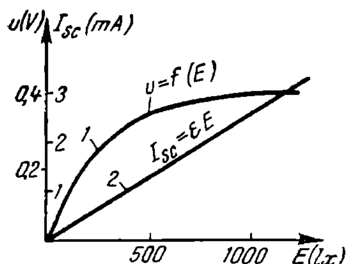


Fig. 2.80. Caracteristicile celulei fotovoltaice :
1 — caracteristica $u = f(E)$; 2 — caracteristica $I_{SC} = f(E)$.

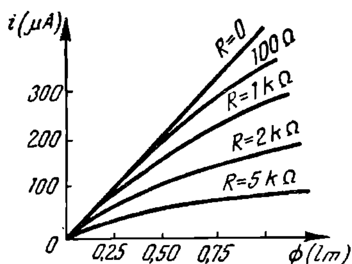


Fig. 2.81. Caracteristicile curent-lumină ale unei celule cu seleniu.

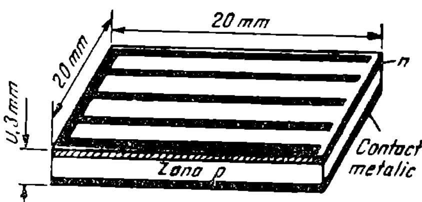


Fig. 2.82. Elemente constitutive ale unei celule (pile) solare.

Tensiunea la bornele unei celule fotovoltaice nu depinde de suprafaţa ei şi creşte logaritmic cu iluminarea, ajungînd la valori de (0,1—0,5)V chiar la iluminări slabe. *Sensibilitatea* celulei fotovoltaice este proporţională cu aria activă, fiind de (0,1—1)μA/lux. O altă mărime caracteristică este curentul debitat de celulă cu bornele în scurtcircuit I_{SC}. În figura 2.80 se arată variaţia tensiunii în gol şi a curentului I_{SC} în funcţie de iluminare pentru o celulă cu suprafaţa activă de 2 cm². Atunci cînd celula debitează, caracteristicile curent-lumină sînt neliniare şi depind de valoarea rezistenţei de sarcină. Pentru exemplificare, în figura 2.81 sînt prezentate caracteristicile curent-lumină pentru o celulă cu seleniu.

Celula sau *pila solară standard* este constituită dintr-o pastilă de siliciu de 0,3 mm grosime şi 2 × 2 cm² suprafaţă. Se utilizează siliciu *tip p* (dopat cu bor) pe care se formează prin difuzie de atomi de fosfor, un strat subţire de siliciu *tip n* (0,3 μ) la suprafaţă. Contactul ohmic pe această regiune se realizează cu fîşii metalice subţiri (fig. 2.82) sau cu o peliculă metalică semitransparentă. Randamentul celulelor solare este de maximum 10—11,5%.

2.7.5. DIODA FOTOEMISIVĂ

Dioda fotoemisivă sau electroluminescentă (LED = Light Emitting Diode) este o joncţiune *pn* polarizată în sens direct, care transformă energia electrică în energie luminoasă (monocromatică) în mod direct. În cazul siliciului şi germaniului, energia de recombinare a purtătorilor se degajă practic doar sub formă de căldură, nefiind posibilă obţinerea unei radiaţii. Joncţiunile din

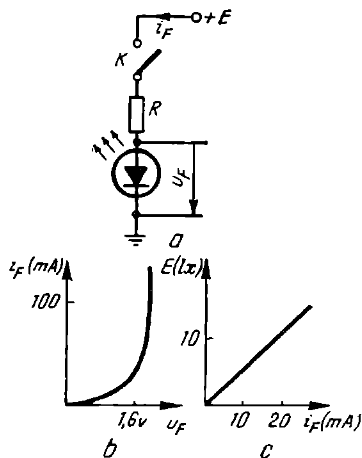
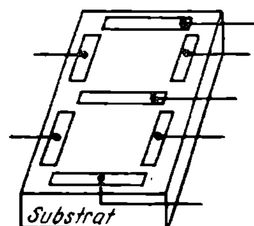


Fig. 2.83. Dioda fotoemisivă (LED): *a* — modul de conectare în circuit; *b* — caracteristica curent-tensiune; *c* — caracteristica lumină-curent.

Fig. 2.84. Indicator numeric cu 7 segmente cu diode fotoemisive.



GaAs și Ga(AsP) conduc la recombinări radioactive în număr mai mare. Cînd o astfel de joncțiune este polarizată direct, purtătorii minoritari injectați difuzează în regiunea neutră și se recombină cu purtătorii majoritari, dînd naștere la radiații luminoase. Lungimea de undă a radiației este funcție de materialul cristalin utilizat și de modul de dopare.

În funcție de lățimea benzii interzise a semiconductorului și de impuritățile folosite, se poate obține o radiație luminoasă a cărei caracteristică să aibă maximul situat la o anumită lungime de undă, de exemplu în domeniul roșului sau verdelui: $\lambda = (600—700)$nm (roșu) sau $\lambda = (550—570)$nm (verde).

Constructiv, dioda fotoemisivă se compune din joncțiunea *pn* respectiv de circa $0{,}5 \times 0{,}5$ mm^2, aplicată prin aliere pe un suport metalic de circa 1 mm^2. Joncțiunea este prevăzută cu două fire de ieșire, totul fiind introdus într-o capsulă din material plastic astfel realizată, încît lumina să fie emisă într-o singură direcție (fără reflexii interioare). Modul de conectare în circuit a diodei fotoemisive este arătat în figura 2.83, *a*. Caracteristicile curent-tensiune și lumină-curent sînt prezentate în figurile 2.83, *b* și 2.83, *c*.

Ca o aplicație a diodelor fotoemisive, menționăm *indicatoarele cifrice cu 7 segmente*, realizate ca în figura 2.84. Fiecare dintre cele 7 segmente constituie o diodă fotoemisivă, cele 7 diode avînd substratul comun (care joacă rol de catod). Anozii sînt legați la terminale separate. Cifrele de la zero la 9 se obțin prin aplicarea tensiunilor de polarizare pe anozii corespunzători segmentelor care intră în conturul cifrelor respective.

O altă aplicație importantă o constituie *fotocuplorul* sau *cuplorul optoelectronic*, obținut prin asocierea unei diode fotoemisive cu un element fotoreceptor (fotodiodă, fototranzistor sau fototiristor), utilizînd lumina ca suport al informației; acest dispozitiv permite să se obțină o izolare electrică perfectă între circuitele de comandă și circuitele comandate ale diferitelor instalații industriale.

2.8.1. TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE (TUJ)

Tranzistorul unijoncțiune sau *dioda cu două baze* a fost realizat inițial sub forma unei bare de siliciu tip *n*, uniform dotată, avînd cîte un contact ohmic la fiecare capăt și o joncțiune *pn* în regiunea de mijloc a barei (fig. 2.85, *a*). Contactele de la extremități poartă numele de baze, iar terminalul sudat la regiunea centrală tip *p* se numește emitor. În prezent, acest dispozitiv se realizează cu precădere cu o tehnologie planar-difuzată sau planar-epitaxială [14]. Simbolul TUJ-ului este arătat în figura 2.85, *b*.

Tranzistorul unijoncțiune se montează în circuit ca în figura 2.85, *c*, aplicînd o tensiune pozitivă de (15—25)V între baza B_2 și B_1 (ultima fiind considerată electrod de referință) și o tensiune pozitivă variabilă între emitor și B_1. Caracteristica statică $i_E = f(u_E)$ a dispozitivului, obținută cu acest montaj, are forma din figura 2.86. Ea are trei regiuni distincte : regiunea *AP*, în care dispozitivul este blocat, regiunea *PV* cu rezistență dinamică negativă și regiunea de saturație *VS*. Parametrii mai importanți ai dispozitivului sînt :

— rezistența între baze R_{BB}, cuprinsă de obicei între 4,7 kΩ și 10 kΩ ;
— curentul de emitor de vîrf $I_p = (2—25)\mu A$;
— curentul de vale $I_v = (1—8)mA$;
— raportul intrinsec $\eta = 0,47—0,85$.

Ultimul parametru se determină măsurînd rezistențele barei de siliciu între joncțiunea de emitor și terminalele celor două baze (r_{B1} și, respectiv, r_{B2}) și făcînd apoi raportul

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{r_{B1}}{R_{BB}}.$$

Dacă între baze se aplică o tensiune U_{BB}, joncțiunea *pn* a TUJ-ului rămîne blocată atît timp cît tensiunea emitor-bază *1* are valoarea

$$u_E \leqslant U_{BB} \cdot \eta.$$

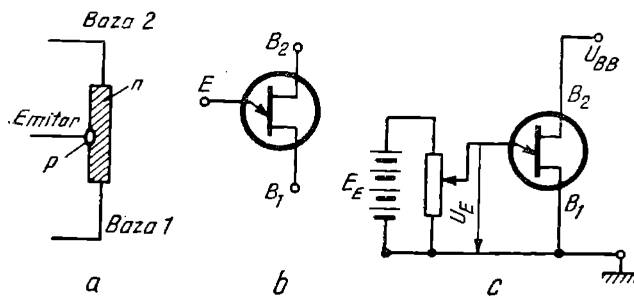


Fig. 2.85. Tranzistorul unijoncțiune (TUJ) : *a* — schema structurală ; *b* — simbolul grafic ; *c* — modul de conectare în circuit.

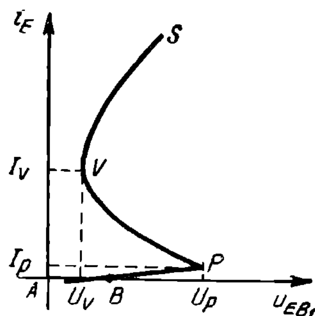


Fig. 2.86. Caracteristica unui tranzistor unijoncțiune.

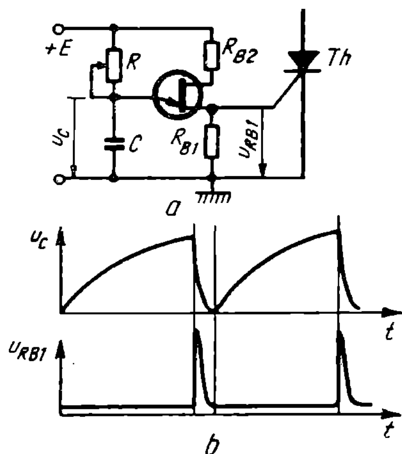


Fig. 2.87. Oscilator de relaxare cu TUJ pentru comanda unui tiristor: *a* — schema de principiu; *b* — forme de undă.

În punctul *B* (fig. 2.86) tensiunea $u_E = \eta U_{BB}$, iar dacă u_E mai crește cu încă (0,6—0,7)V joncțiunea se polarizează direct și dispozitivul trece repede în stare de saturație datorită unui proces regenerativ.

Tranzistorul unijoncțiune este utilizat în oscilatoarele de relaxare și în circuitele de comandă ale tiristoarelor. Un astfel de circuit este arătat în figura 2.87, *a*. Funcționarea lui este ilustrată de formele de undă din figura 2.87, *b*. Se observă că la bornele condensatorului *C* se obține o tensiune în dinte de ferăstrău a cărei perioadă este funcție de constanta de timp $\tau = RC$ a circuitului de încărcare a capacității. La bornele rezistenței R_{B1} se obțin impulsuri scurte cu amplitudine de cîțiva volți, care corespund procesului de descărcare rapidă a capacității *C* prin spațiul emitor-baza B_1, atunci cînd joncțiunea *pn* a TUJ-ului trece în stare de polarizare directă. Aceste impulsuri sînt utilizate pentru comanda pe poartă a tiristorului *Th*.

2.8.2. TERMISTORUL ȘI VARISTORUL

Termistoarele sînt elemente a căror rezistență scade mult cu creșterea temperaturii. Materialele semiconductoare folosite sînt, de obicei, oxizi de Mn, Ni, Co, Cu, sinterizați la temperaturi înalte (1 250—1 300°C). Formele constructive sub care se întîlnesc termistoarele sînt: discuri, cilindri, perle etc. (fig. 2.88).

Caracteristica curent-tensiune a unui termistor este reprezentată în figura 2.89.

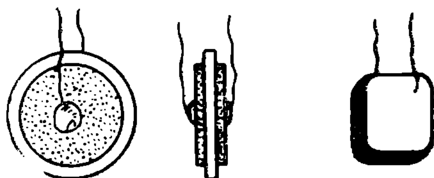


Fig. 2.88. Tipuri constructive de termistoare.

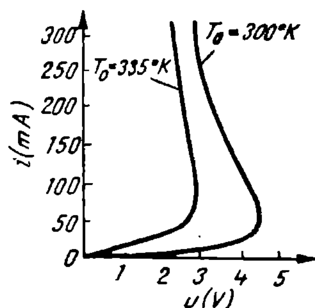


Fig. 2.89. Caracteristicile curent-tensiune ale unui termistor pentru două valori diferite ale temperaturii.

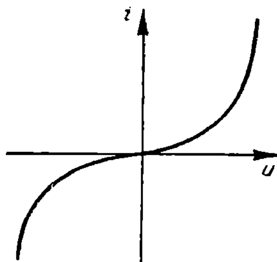


Fig. 2.90. Caracteristica curent-tensiune a unui varistor.

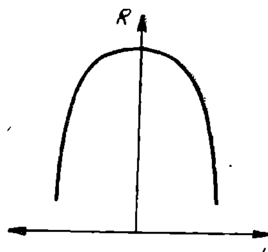


Fig. 2.91. Variaţia rezistenţei unui varistor în funcţie de tensiune.

Principalele aplicaţii ale termistoarelor sînt următoarele : măsurarea şi reglarea temperaturii, compensarea termică a elementelor de circuit la funcţionarea în interval mare de temperatură, măsurarea puterii la frecvenţe foarte înalte, stabilizarea tensiunii în sisteme de reglaj termic şi ca rezistenţe reglabile (termistoare cu încălzire indirectă). Există şi termistoare cu încălzire proprie cu amorsare în interval de timp impus, care permit reglarea constantei de timp de răspuns în limite pînă la zeci de secunde (folosite ca relee de timp).

Un alt element utilizat frecvent în electrotehnică, electronică şi energetică este *rezistorul dependent de tensiune* sau *varistorul*.

Varistoarele sînt rezistente neliniare (în limba engleză *vari*-able resi-*stor*) care folosesc fie neliniaritatea caracteristicii curent-tensiune a două joncţiuni *pn* în montaj antiparalel [3], fie proprietăţile unor materiale speciale (cum ar fi carbura de siliciu sinterizată şi tratată termic [23]) care permit să se obţină caracteristici curent-tensiune de forma celei prezentate în figura 2.90. Relaţia curent-tensiune a unui varistor obţinut prin a doua metodă este de forma :

$$I = K_1U + K_2U^n,$$

în care K_1 şi K_2 sînt constante, iar $n = 3{,}5$—6 — un exponent care este funcţie de tehnologia aplicată. Variaţia rezistenţei cu tensiunea pentru un varistor din carbură de siliciu este arătată în figura 2.91.

Varistoarele se folosesc la protecţia aparaturii electrice împotriva suprasolicitărilor, protecţia contactelor de rupere, stabilizarea tensiunii şi curentului etc.

CAPITOLUL 3

AMPLIFICATOARE

3.1. CARACTERISTICI GENERALE ALE AMPLIFICATOARELOR

Amplificatoarele electronice sînt circuite cu foarte multe aplicații în practică. Se întîlnesc amplificatoare atît în aparate de măsurat de laborator și industriale — de exemplu, multimetre, osciloscoape, *p*H-metre, conductivmetre, înregistratoare etc. — cît și în aparatura electronică de telecomunicații sau bunuri de larg consum. Această gamă foarte întinsă de aplicații a generat realizarea de amplificatoare cu performanțe foarte diferite, bazate pe tehnologii diferite și, bineînțeles, avînd costuri diferite în funcție de destinație și performanțe.

3.1.1. DEFINIREA AMPLIFICATOARELOR

Pentru a defini clasa de circuite electronice numite amplificatoare, este necesară precizarea cîtorva noțiuni. Orice amplificator are două borne de intrare și două borne de ieșire. Cele două mărimi care caracterizează intrarea în amplificator sînt tensiunea și curentul de intrare (perechea de valori u_i și i_i). Cele două mărimi care caracterizează ieșirea din amplificator sînt tensiunea și curentul de ieșire (u_0, i_0). Mărimile de ieșire sînt dependente de cele de intrare.

Trebuie precizat însă că nu întotdeauna ambele variabile, tensiunea și curentul, sînt luate în considerare la utilizarea unui amplificator. Există cazuri cînd contează la intrare numai tensiunea, sau numai curentul, sau puterea aplicată la intrarea amplificatorului, și de asemenea acest lucru se poate întîmpla privind și ieșirea amplificatorului. Aceasta înseamnă că deși intrarea (ieșirea) amplificatorului este caracterizată prin perechea de mărimi tensiune-curent, accentul din punct de vedere al semnalului util aplicat la intrare sau dorit la ieșire cade numai asupra uneia dintre ele.

De altfel cele două mărimi tensiune și curent de intrare (ieșire) sînt legate între ele prin structura amplificatorului sau a sarcinii conectate la ieșirea acestuia.

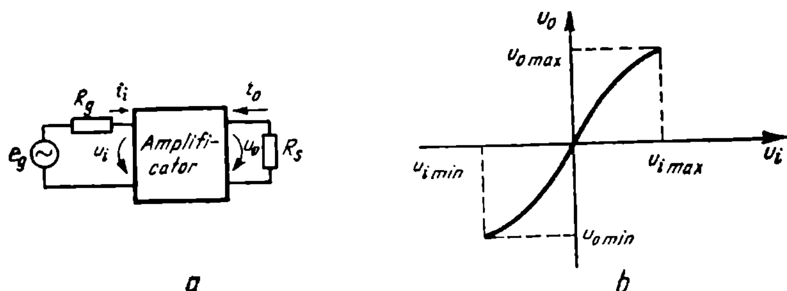


Fig. 3.1. Amplificatorul privit ca un cuadripol:
a — mărimi de intrare și ieșire la amplificator; *b* — legătura dintre tensiunea de ieșire și intrare la un amplificator.

Vom defini deci ca **amplificator** *un circuit electronic avînd patru borne (cuadripol), două borne de intrare și două borne de ieșire, caracterizat la intrare prin perechea de mărimi u_i, i_i și la ieșire — prin perechea u_0, i_0, și care satisface următoarele condiții :*

— corespondența dintre tensiunea și curentul de ieșire față de tensiunea și curentul de intrare este de tip biunivoc, adică pentru un amplificator conectat într-un circuit ca cel din figura 3.1, *a* stabilirea unor valori pentru mărimile de la intrarea sa determină în mod univoc mărimile de la ieșire și, reciproc, unei perechi (u_o, i_o) îi corespunde o pereche (u_i, i_i);

O reprezentare simplificată a acestei afirmații se obține dacă considerăm că la intrare semnalul este tensiunea u_i, iar semnalul de ieșire este tensiunea u_0. Dependența între aceste două mărimi este o funcție $u_0(u_i)$ biunivocă. O dependență posibilă este reprezentată în figura 3.1, *b*.

— dependența inversă între mărimile de la intrarea amplificatorului și cele de la ieșirea acestuia trebuie să fie cît mai redusă, aproximativ nulă. Putem spune astfel că în majoritatea cazurilor tensiunea și curentul de la intrarea unui amplificator *nu depind* de tensiunea și curentul de la ieșirea sa;

— în raport cu mărimea care constituie semnalul util aplicat la intrare, circuitul realizează o amplificare, respectiv domeniul de variație a semnalului la ieșire este mai extins decît la intrare.

Precizăm că semnalul de intrare poate fi de tip tensiune, iar semnalul de ieșire — de tip curent, sau invers.

3.1.2. CLASIFICAREA AMPLIFICATOARELOR

Larga utilizare a amplificatoarelor și modul de realizare a acestora a determinat clasificarea lor din diverse puncte de vedere. În continuare se analizează cîteva dintre aceste clasificări.

a) **Din punctul de vedere al mărimii semnalelor pe care le amplifică,** se deosebesc:

— *amplificatoare de semnal mic*, la care variațiile de tensiune și curent produse de semnalul de intrare în dispozitivele active ale amplificatorului

(tuburi, tranzistoare) sînt mici în comparaţie cu valorile tensiunilor şi curenţilor din punctul static de funcţionare, putîndu-se considera că toate aceste dispozitive lucrează în regim liniar;

— *amplificatoare de semnal mare (de putere)*, la care variaţiile de tensiune şi curent din dispozitivele active sînt suficient de mari pentru ca funcţionarea acestora să prezinte abateri de la liniaritate care trebuie luate în consideraţie, iar puterea semnalului de ieşire este apreciabilă (waţi pînă la zeci de kilowaţi).

b) **Din punctul de vedere al felului semnalului pe care îl pot amplifica**, amplificatoarele se împart în:

— *amplificatoare de curent continuu*, care pot amplifica semnale cu variaţie în timp oricît de lentă, ajungînd chiar pînă la frecvenţa zero (curent, tensiune continuă) şi a căror frecvenţă minimă nu este limitată, ea depinzînd de aplicaţie;

— *amplificatoare de curent alternativ*, care pot amplifica numai semnale variabile în timp; sub o frecvenţă limită minimă, semnalul nu mai poate fi amplificat.

Un exemplu de amplificator de curent continuu este amplificatorul unui voltmetru electronic de curent continuu, iar un amplificator uzual de curent alternativ este amplificatorul de semnale audio.

c) **Din punctul de vedere al frecvenţei pe care o poate avea semnalul de intrare pentru ca el să poată fi redat corect la ieşire**, se deosebesc:

— *amplificatoare de joasă frecvenţă*, destinate amplificării unor semnale avînd frecvenţe limită superioare de circa 100 kHz;

— *amplificatoare de înaltă frecvenţă*, la care semnalul are de obicei frecvenţe ridicate, mergînd pînă la zeci de megaherţi;

— *amplificatoare de frecvenţă foarte înaltă*, care se întîlnesc în telecomunicaţii şi comunicaţii spaţiale şi care amplifică semnale de frecvenţe de ordinul 10^2—10^4 MHz.

d) **Din punctul de vedere al lărgimii de bandă a semnalului amplificat**, întîlnim:

— *amplificatoare de bandă îngustă*, la care spectrul semnalului este concentrat într-o bandă îngustă în jurul unei anumite frecvenţe;

— *amplificatoare de bandă largă*, la care spectrul semnalului este întins, ocupînd o lărgime de bandă apreciabilă.

De exemplu, un amplificator de frecvenţă intermediară pentru receptoare radio este de bandă îngustă, el putînd amplifica numai semnale care au frecvenţe cuprinse în intervalul de (451—459) kHz, pe cînd un amplificator pentru semnalul video al camerelor videocaptoare este de bandă largă, spectrul semnalului de televiziune avînd componente cuprinse între zero şi 6 MHz.

e) **Din punctul de vedere al modului de realizare**, amplificatoarele se împart în:

— *amplificatoare cu tuburi;*
— *amplificatoare cu tranzistoare;*
— *amplificatoare cu circuite integrate.*

Există desigur încă multe alte criterii de clasificare a amplificatoarelor electronice, cele amintite reprezentînd pe cele mai uzuale dintre ele.

3.1.3. AMPLIFICATOARE INVERSOARE ȘI NEINVERSOARE

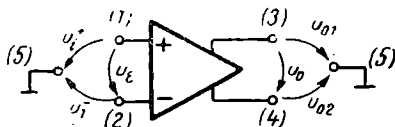


Fig. 3.2. Intrare inversoare și neinversoare în amplificator.

Pentru fixarea terminologiei utilizate la studiul amplificatoarelor, să urmărim figura 3.2.

Bornele *1* și *2* sînt bornele de intrare în amplificator, iar *3* și *4* sînt borne de ieșire.

Tensiunea de intrare în amplificator este u_ε, măsurată între cele două borne de intrare.

În anumite situații este convenabil să se precizeze tensiunea de intrare u_ε prin cele două tensiuni u_i^+ și u_i^- față de borna de referință a tensiunilor, care poate să nu coincidă cu nici una dintre bornele de intrare. Pentru această situație $u_\varepsilon = u_i^+ - u_i^-$. Tensiunea de ieșire din amplificator este dependentă de tensiunea de intrare u_ε și deci de diferența $u_i^+ - u_i^-$. În cazul în care nici una dintre bornele de intrare nu este conectată la borna de referință *5* (masă), spunem că *intrarea* amplificatorului este *diferențială*. În cazul cînd una dintre bornele de intrare este conectată la referință, vor exista situațiile :

— borna *2* conectată la masă :

$u_\varepsilon = u_i^+$ și tensiunea de ieșire din amplificator va depinde numai de tensiunea aplicată la borna *1*. Această intrare se numește *intrarea neinversoare* a amplificatorului[1].

— borna *1* conectată la masă :

$u_\varepsilon = -u_i^-$ și tensiunea de ieșire din amplificator va depinde numai de tensiunea aplicată la borna *2*, dar cu semn schimbat. Din această cauză borna *2* se numește *intrarea inversoare* a amplificatorului[2].

Bornele de ieșire ale amplificatorului (*3*, *4*) de asemenea pot avea sau nu legătură cu borna de referință. De cele mai multe ori borna *4* reprezintă și borna de referință ; în acest caz $u_0 = u_{01}$. Acesta este cazul amplificatorului la care sarcina are un punct la masă. În cazurile în care bornele de ieșire nu au punct comun cu masa, *amplificatorul* se numește *cu ieșire diferențială*, întrucît în acest caz

$$u_0 = u_{01} - u_{02}.$$

Un exemplu de amplificator cu ieșire diferențială îl constituie amplificatoarele de deflexie pe orizontală și verticală din osciloscoape.

Reprezentarea amplificatorului din figura 3.2 este generală și permite particularizarea pentru diferite conexiuni ale acestuia. Exemple sînt date în figura 3.3.

În figura 3.3, *a* este prezentat un amplificator cu ieșire cu punct de masă și intrarea inversoare conectată la masă. Pentru acest amplificator, tensiunea de ieșire u_0 va depinde de $u_\varepsilon = e_g$. În acest caz este folosită ca bornă

[1] Tensiunea de ieșire din amplificator, în cazul unui semnal sinusoidal aplicat la intrare, va fi tot un semnal sinusoidal în fază cu intrarea.

[2] Tensiunea de ieșire din amplificator, în cazul unui semnal sinusoidal aplicat la intrare, va fi un semnal sinusoidal defazat cu 180° față de primul, adică în antifază cu intrarea.

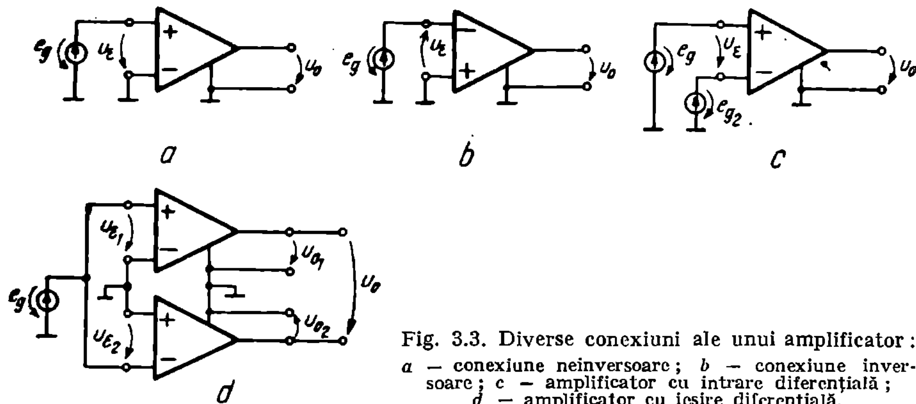


Fig. 3.3. Diverse conexiuni ale unui amplificator: *a* — conexiune neinversoare; *b* — conexiune inversoare; *c* — amplificator cu intrare diferențială; *d* — amplificator cu ieșire diferențială.

de intrare (necomună cu cea de ieșire) borna neinversoare. În schema din figura 3.3, *b* tensiunea de ieșire va depinde de $-e_g$ ($u_\varepsilon = -e_g$). Borna necomună este borna inversoare a amplificatorului, acesta realizînd ca urmare o inversare a fazei semnalului de ieșire în comparație cu cel de intrare. ($-\sin \omega t = \sin(\omega t + 180°)$). Figura 3.3, *c* reprezintă un amplificator cu intrare diferențială. Tensiunea de ieșire este dependentă de diferența tensiunilor date de cele două generatoare de la intrare ($e_{g1} - e_{g2}$). În figura 3.3, *d* este arătat cum folosind două amplificatoare identice, conectate la intrare unul cu borna inversoare iar celălalt cu borna neinversoare, se poate obține un amplificator diferențial, la ieșire culegînd semnalul între cele două borne necomune de ieșire.

În concluzie, cele două borne de intrare ale unui amplificator se numesc inversoare și neinversoare și conectarea uneia dintre ele la borna de referință (din exterior sau prin construcția amplificatorului) face ca amplificatorul să fie inversor sau neinversor.

3.1.4. PARAMETRII AMPLIFICATOARELOR

Cunoașterea semnificației parametrilor unui amplificator este necesară în vederea interconectării acestuia în circuitul semnalului care trebuie amplificat. Acești parametri caracterizează amplificatorul din punctul de vedere al ansamblului pe care îl reprezintă, nefăcîndu-se referire la structura sa internă.

Vom împărți parametrii unui amplificator în trei categorii: *parametri de intrare, parametri de ieșire* și *parametri de transfer*.

3.1.4.1. Parametrii de intrare

a) **Gama de tensiuni ce se pot aplica la intrare.** Aceasta reprezintă domeniul de valori pe care le pot lua tensiunile de intrare u_i^+ și u_i^-, în așa fel ca amplificatorul să nu se distrugă, sau ca funcționarea sa să corespundă altor

parametri specificaţi de producător (distorsiuni, amplificare). Se definesc:

— *gama de tensiuni diferenţiale ce se pot aplica la intrare* — domeniul de valori pentru $u_i^+ - u_i^-$;

— *gama de tensiuni de mod comun ce se pot aplica la intrare* — domeniul de valori pentru $u_i^+ = u_i^-$ (bornele de intrare scurtcircuitate).

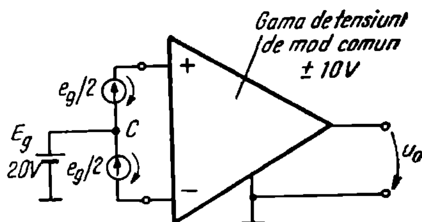


Fig. 3.4. Sursă de tensiune de mod comun la intrarea amplificatorului.

Este posibil ca în anumite aplicaţii să nu se depăşească gama de tensiuni diferenţiale, dar să se depăşească gama de tensiuni de mod comun pentru un amplificator.

Un exemplu este dat în figura 3.4, unde

$$e_g = 0,05 \sin \omega t.$$

Se observă că

$$u_i^+ = 20 + \frac{0,05}{2} \sin \omega t;$$

$$u_i^- = 20 - \frac{0.05}{2} \sin \omega t.$$

Tensiunea de intrare de mod comun (care este tensiunea în punctul C) este de 20 V, valoare care depăşeşte gama tensiunii de mod comun pentru amplificatorul din figură.

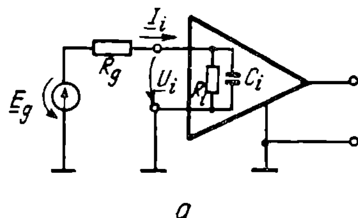
b) **Impedanţa de intrare în amplificator.** Acest parametru caracterizează încărcarea pe care o produce intrarea amplificatorului asupra sursei de semnal, el fiind determinat de raportul dintre tensiunea şi curentul absorbit de intrarea amplificatorului, conform celor din figura 3.5, *a*.

Impedanţa de intrare este dată de raportul:

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i}.$$

Aceasta este în acelaşi timp şi impedanţa de intrare diferenţială (între bornele de intrare).

Utilizarea mărimilor complexe pentru descrierea impedanţei de intrare este necesară, întrucît aceasta este formată în general atît dintr-o parte activă — rezistenţă, cît şi dintr-o parte reactivă — de cele mai multe or capacitate. Ca urmare, rezultă că impedanţa de intrare este în genera



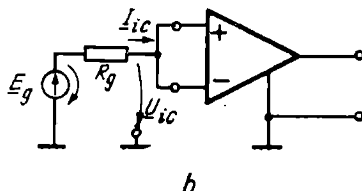


Fig. 3.5. Impedanţa de intrare a amplificatorului:
a — impedanţa de intrare diferenţială; *b* — impedanţa de intrare de mod comun.

dependentă de frecvență, intrarea amplificatorului comportîndu-se diferit, în funcție de frecvența semnalului de intrare. În cazurile în care la frecvențele de lucru componenta reactivă a curentului de intrare este mult mai mică decît cea rezistivă, se poate considera că impendanța de intrare este o rezistență.

În cazurile în care amplificatorul lucrează cu ambele intrări neconectate la masă, se definește și *impedanța de intrare de mod comun* :

$$\underline{Z}_{ic} = \frac{\underline{U}_{ic}}{\underline{I}_{ic}}.$$

Ea reprezintă mpedanța văzută la bornele de intrare conectate în paralel în raport cu punctul de masă. Cunoașterea ei permite aprecierea curentului ce se închide prin intrarea amplificatorului către masă. La fel ca și precedenta și această impedanță este variabilă cu frecvența.

3.1.4.2. Parametrii de ieşire

a) **Gama de tensiuni de ieşire** reprezintă domeniul de valori pe care le poate lua tensiunea de ieșire din amplificator. Tensiunea de ieșire este limitată automat de amplificator în acest domeniu. Pentru valori ale tensiunii de ieșire cuprinse în domeniul specificat de producător, utilizatorul poate fi sigur că amplificatorul nu distorsionează semnalul de intrare aplicat și funcționarea amplificatorului este corectă.

b) **Gama de curenţi de ieşire** reprezintă domeniul de valori pe care le poate avea curentul la ieșire. În general acest domeniu este specificat prin valoarea maximă a curentului de ieșire. Conectarea unei rezistențe de sarcină care să determine un curent mai mare decît această valoare poate duce la distrugerea amplificatorului, dacă acesta nu este prevăzut cu circuite de protecție la suprasarcină.

c) **Impedanţa de ieşire** a amplificatorului este valoarea impedanței interne echivalente din punctul de vedere al ieșirii amplificatorului. Cunoașterea ei permite desenarea părții de ieșire a schemei echivalente pentru un amplificator (fig. 3.6).

Sursa de tensiune echivalentă are valoarea $A \cdot u_\varepsilon$, unde A este factorul de amplificare al circuitului, iar rezistența internă a acestei surse este toc-

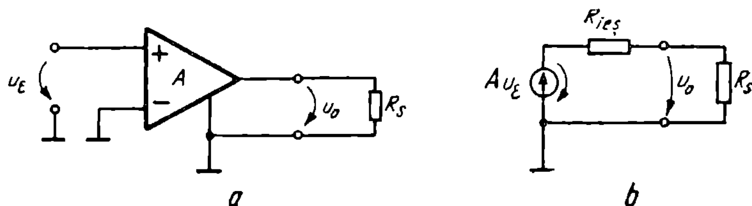


Fig. 3.6. Impedanța de ieșire a unui amplificator :
a — amplificatorul ; *b* — schema echivalentă privind amplificatorul ca o sursă comandată.

mai $R_{ieş}$ (rezistența de ieșire). Din schema echivalentă din figura 3.6 se poate determina cu ușurință căderea de tensiune care apare la ieșire la conectarea unei rezistențe de sarcină.

d) **Puterea maximă la ieșire** este un parametru care se specifică în cazul amplificatoarelor de putere. El reprezintă valoarea maximă a puterii ce poate fi debitată într-o sarcină conectată la ieșirea amplificatorului. Trebuie menționat că această putere se obține numai în anumite condiții, care se specifică la precizarea puterii maxime, condiții legate de valoarea sarcinii, valoarea tensiunii de alimentare, frecvența la care se măsoară.

3.1.4.3. Parametrii de transfer

a) **Factorul de amplificare.** Acest parametru reprezintă raportul dintre variația de semnal produsă la ieșire și variația de semnal aplicată la intrare. Variația de semnal de ieșire este produsă de cea de la intrare. Cum în multe cazuri, la intrare se aplică un semnal sinusoidal, semnalul de ieșire va fi tot sinusoidal, parametrul factor de amplificare fiind definit numai pentru amplificatoarele liniare. Raportul amplitudinilor semnalelor sinusoidale de ieșire și intrare reprezintă factorul de amplificare sau amplificarea montajului. În general, comportarea amplificatorului este diferită în funcție de frecvența semnalului aplicat. În aceste situații amplificarea va fi reprezentată de o expresie algebrică în complex (vezi capitolul 3.2) dependentă de frecvență (fig. 3.7).

Această dependență de frecvență face necesară introducerea unui nou parametru, numit *lărgime de bandă* — diferența $f_{max} - f_{min}$ (fig. 3.7, *b*) (v. § 3.1.3.3., *c*).

Denumirea de semnal utilizată la definirea factorului de amplificare poate avea semnificația de tensiune, curent sau putere. Va exista astfel *factor de amplificare în tensiune, în curent* sau *putere.*

În cazul cînd semnalul de ieșire este tensiune/curent și cel de intrare curent/tensiune atunci raportul lor definește factorul de transfer al amplificatorului și este respectiv *impedanță/admitanță de transfer.*

b) **Caracteristica de transfer** reprezintă corespondența dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare. Acest parametru este util în cazul amplificatoarelor neliniare, cînd factorul de amplificare este dependent de tensiunea de intrare și ca atare nu mai poate constitui un parametru care să descrie amplificatorul. Pentru un astfel de amplificator, factorul de amplificare

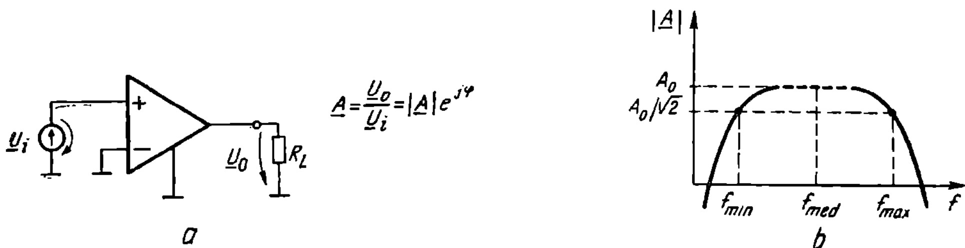


Fig. 3.7. Caracteristica de frecvență a amplificatorului:
a — mărimi la intrarea și ieșirea amplificatorului; *b* — modulul amplificării în funcție de frecvență

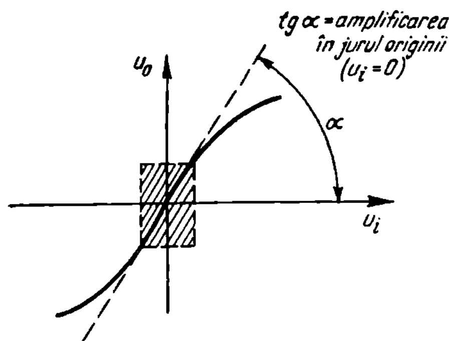


Fig. 3.8. Caracteristica tensiune de ieșire-tensiune de intrare a unui amplificator.

poate fi definit numai într-un punct de funcționare, într-o zonă limitată în jurul acestuia ca în figura 3.8.

c) **Caracteristica de amplitudine și de fază** a amplificatorului reprezintă variația cu frecvența a modulului factorului de amplificare sau transfer și respectiv variația argumentului acestuia cu frecvența.

O *caracteristică amplitudine-frecvență* tipică pentru un amplificator audio este redată în figura 3.7, *b*. În general, aceste caracteristici cuprind o zonă, numită zona frecvențelor medii, în care factorul de amplificare rămîne practic constant cu frecvența. Această valoare a factorului de amplificare se numește *amplificare la frecvențe medii*.

Se numește *frecvență limită inferioară* f_{min} frecvența la care factorul de amplificare scade la $0{,}707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ din valoarea sa la frecvențe medii. Această valoare corespunde unei reduceri a puterii semnalului debitat la ieșire la 50% din puterea pe care o poate debita amplificatorul la frecvențe medii. Analog se definește și *frecvența limită superioară* f_{max}. Diferența dintre frecvența limită superioară și frecvența limită inferioară reprezintă *lărgimea de bandă a amplificatorului*. Intervalul de frecvențe cuprins între f_{min} și f_{max} reprezintă banda amplificatorului. Se consideră că semnalele de intrare avînd frecvențe în interiorul benzii sînt amplificate corect. Semnalele din afara benzii sînt considerate ca fiind neamplificate.

Caracteristica fază-frecvență a unui amplificator este importantă la amplificatoare pentru osciloscoape sau pentru semnale de televiziune, unde variația fazei cu frecvența produce distorsiuni inacceptabile ale semnalului de ieșire. Pentru aceste amplificatoare trebuie asigurată o variație liniară a fazei cu frecvența în banda de lucru a amplificatorului.

d) **Factorul de distorsiuni** caracterizează funcționarea amplificatoarelor de putere.

În general, la aplicarea unui semnal sinusoidal la intrarea unui amplificator se va obține la ieșirea acestuia un semnal format din sinusoida de la intrare amplificată și componente sinusoidale armonici ale frecvenței de intrare, datorate neliniarităților caracteristicii de transfer a amplificatorului.

Se definește ca factor de distorsiuni raportul dintre puterea armonicilor la ieșirea amplificatorului și puterea fundamentalei (a semnalului de frecvență egală cu cea aplicată la intrare), exprimat în procente. Dacă, de exemplu, la intrare se aplică semnalul $u_s(t) = U_s \sin \omega t$ și la ieșire rezultă :

$$u_0(t) = U_0 \sin \omega t + U_0' \sin 2\,\omega t + U_0'' \sin 3\,\omega t + \ldots$$

factorul de distorsiuni va fi:

$$\delta = \frac{\sqrt{U_0'^2 + U_0''^2 + \cdots}}{U_0} \cdot 100 \ [\%].$$

Trebuie menţionat că factorul de distorsiuni este funcţie nu numai de puterea la ieşire, ci şi de frecvenţă.

3.2. AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC CU CUPLAJ *RC*

3.2.1. ETAJUL DE AMPLIFICARE

Dispozitivele active de tipul tranzistoarelor bipolare sau cu efect de cîmp precum şi al tuburilor electronice, constituie elementele de bază din construcţia unui amplificator, ele fiind acelea care realizează amplificarea semnalelor aplicate la intrare. Acest lucru face posibil ca structura unui amplificator complex, care are mai multe dispozitive active, de exemplu tranzistoare, să fie împărţită în „etaje" de amplificare, adică în porţiuni de circuit care la rîndul lor sînt amplificatoare, dar conţin un număr redus de dispozitive active (unul sau două).

Un *etaj de amplificare* este deci un amplificator care conţine un număr minim de dispozitive active şi care ca urmare are un factor de amplificare de valoare limitată şi nu prea ridicată (uzual, 10—50). Fiecare etaj de amplificare este caracterizat prin aceiaşi parametri ca un amplificator: impedanţă de intrare, impedanţă de ieşire, amplificare, caracteristici de frecvenţă etc. Un amplificator separat în etaje de amplificare se prezintă ca în figura 3.9. Etajele unui amplificator pot avea funcţiuni diferite. Unele pot realiza amplificări de tensiune, altele amplificări de curent sau de putere, impedanţe de intrare mari sau impedanţe de ieşire mici. Această separare a funcţiunilor face posibilă realizarea unor amplificatoare cu performanţe ridicate şi cost redus. Trebuie menţionat însă că performanţele fiecărui etaj sînt dependente de cele ale etajelor alăturate. Un etaj de amplificare considerat separat nu are aceleaşi performanţe ca atunci cînd este conectat într-un lanţ de amplificare, datorită a două cauze:

— *impedanţa de intrare* a fiecărui etaj de amplificare constituie o sarcină suplimentară pentru etajul precedent, fapt care determină schimbări importante în parametrii acestuia, modificîndu-se amplificarea, caracteristica de frecvenţă etc.;

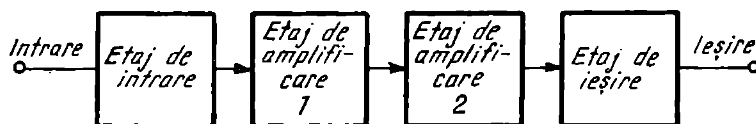


Fig. 3.9. Etajele unui amplificator.

— *impedanţa de ieşire* a unui etaj de amplificare influenţează etajul imediat următor prin conectarea ei la intrarea acestuia datorită unor legături interne dintre ieşirea şi intrarea unui etaj de amplificare, legături introduse de orice dispozitiv activ.

Conectarea etajelor de amplificare în aşa fel ca semnalul de ieşire al unuia să constituie semnalul de intrare al etajului următor reprezintă *conectarea în cascadă.* Astfel se pot obţine factori de amplificare mari sau caracteristici de transfer de o formă mai convenabilă, realizate prin suprapunerea caracteristicilor elementare ale fiecărui amplificator.

3.2.2. ETAJ DE AMPLIFICARE DE SEMNAL MIC CU TRANZISTOR BIPOLAR ŞI CU EFECT DE CÎMP

3.2.2.1. Rolul elementelor de circuit din schema unui etaj de amplificare

Schema unui etaj de amplificare de semnal mic cu tranzistor bipolar tip *npn* este dată în figura 3.10, *a*, iar în figura 3.10, *b* este prezentat un etaj de amplificare cu tranzistor cu efect de cîmp cu canal *n*. Rezistenţele R_1, R_2, R_3 din schema 3.10, *a* au unicul rol de a polariza tranzistorul bipolar. Rezistenţa R_4 participă la polarizarea tranzistorului şi, împreună cu R_s, constituie rezistenţa de sarcină. Semnalul util u_0 este cules la bornele ei (sursa E_c este scurtcircuit din punctul de vedere al variaţiilor de tensiune[1]). Condensatorul C_1 permite cuplarea sursei de semnal cu intrarea inversoare a etajului de amplificare (baza tranzistorului) în aşa fel ca să nu se modifice potenţialul continuu al bazei. Condensatorul C_2 conectează intrarea neinversoare a etajului de amplificare (emitorul tranzistorului) la masă[2]. În acest

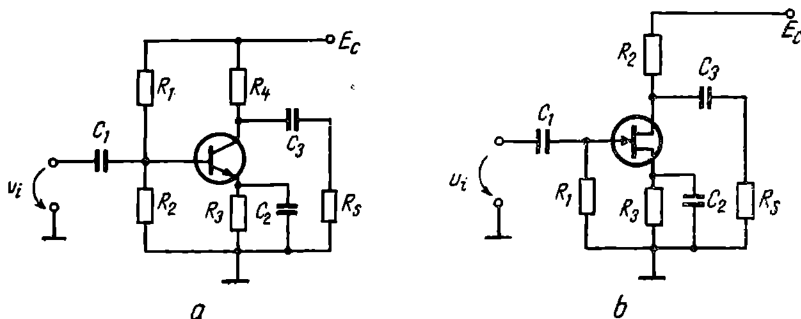


Fig. 3.10. Etaj de amplificare de semnal mic:
a — etaj de amplificare cu tranzistor bipolar; *b* — etaj de amplificare cu tranzistor cu efect de cîmp.

[1] Pentru o sursă de tensiune de valoare fixă E_c, tensiunea la borne este constantă indiferent de curentul prin sursă. Pentru variaţii de tensiune deci, această sursă este echivalentă cu un generator de tensiune de valoare $\Delta E_c = 0$, adică un scurtcircuit.

[2] Din schema echivalentă a tranzistorului (fig. 3.11, *a*) se observă că $U_\pi = U_{\pi 1} - U_{\pi 2}$, relaţie pe baza căreia tranzistorul poate fi privit ca un amplificator la care intrarea neinversoare este emitorul, iar cea inversoare este baza (v. fig. 3.2).

fel, acest etaj de amplificare realizează o amplificare negativă, adică o amplificare cu o inversare de fază a semnalului aplicat la intrare. Condensatoarele C_1, C_2 și C_3 au valori astfel alese încît ele să reprezinte adevărate scurtcircuite din punctul de vedere al variațiilor de semnal, la frecvențele de lucru. Condensatorul C_3 asigură o separare galvanică între R_s și colectorul tranzistorului.

În schema din figura 3.10, *b*, rezistențele R_1, R_2 și R_3 asigură polarizarea tranzistorului cu efect de cîmp. Rezistența R_2 împreună cu R_s reprezintă în același timp și sarcina acestui etaj de amplificare. Condensatoarele C_1 și C_2 au același rol ca și pentru montajul cu tranzistor bipolar. Condensatorul C_3 asigură o separare galvanică — în curent continuu — între rezistența de sarcină R_s și drena tranzistorului. Și acest condensator are o valoare suficient de mare pentru ca reactanța sa să nu conteze la frecvența de lucru a amplificatorului.

Ambele etaje de amplificare sînt amplificatoare inversoare, avînd emitorul și respectiv sursa tranzistorului la masă.

3.2.2.2. Schema echivalentă de semnal mic a unui etaj de amplificare. Calculul amplificării

Pentru a determina parametrii unui etaj de amplificare este necesară desenarea schemei echivalente de semnal mic a etajului. În figura 3.11, *a* este desenată schema echivalentă de semnal mic a tranzistorului bipolar, iar în figura 3.11, *b* — schema echivalentă de semnal mic a etajului de amplificare cu tranzistor bipolar, care ține seamă de comportarea etajului pentru toate domeniile de frecvență : joase, medii și înalte.

Determinarea factorului de amplificare U_0/U_i din circuitul din figura 3.11, *b* este dificilă. Este mult mai simplu de determinat factorul de amplificare separat în trei domenii de frecvență, deoarece pentru fiecare domeniu schema echivalentă poate fi simplificată prin neglijarea unor elemente.

1) Vom începe cu calculul **amplificării la frecvențe medii.** Schema echivalentă simplificată pentru frecvențe medii este dată în figura 3.12, *a*. La frecvențe medii se consideră că reactanța condensatoarelor C_π și C_μ este suficient de mare (valorile acestor condensatoare sînt mici), pentru ca influ-

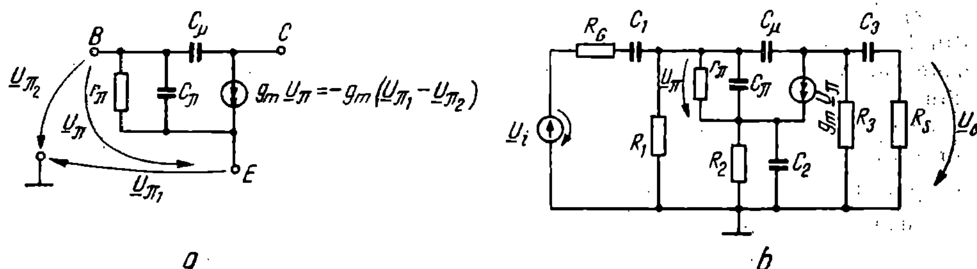


Fig. 3.11. Scheme echivalente de semnal mic:
a — pentru tranzistor bipolar ; *b* — pentru etajul de amplificare.

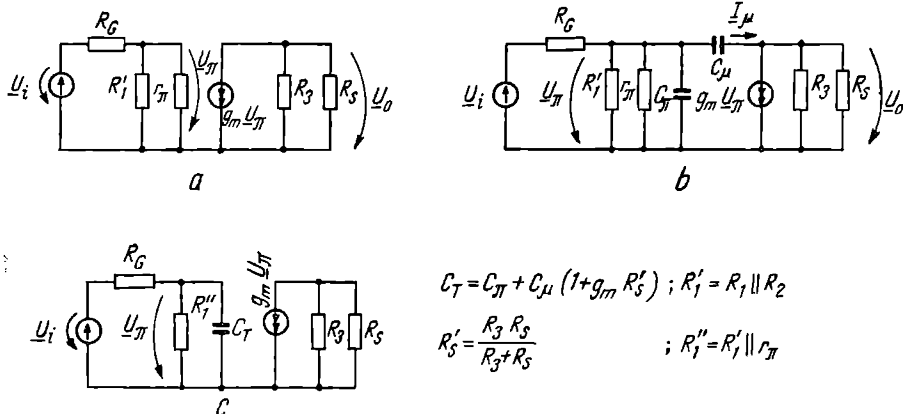


Fig. 3.12. Scheme echivalente ale etajului de amplificare cu tranzistor bipolar: *a* — la frecvențe medii; *b* — la frecvențe înalte; *c* — la frecvențe înalte prin introducerea unui condensator echivalent C_T.

ența lor să poată fi neglijată. Condensatoarele C_1, C_2, C_3 sînt considerate ca avînd reactanțe nule (scurtcircuit), valorile lor fiind astfel alese pentru a se obține acest lucru. Ca urmare, din schema din figura 3.12, *a* rezultă:

$$\underline{U}_\pi = \underline{U}_i \frac{R_1''}{R_1'' + R_G}, \text{ unde } R_1'' = \frac{R_1' \cdot r_\pi}{R_1' + r_\pi} \text{ și } R_1' = R_1 \| R_2;$$

$$U_0 = -g_m U_\pi \frac{R_s \cdot R_3}{R_s + R_3}.$$

Amplificarea va fi:

$$A_0 = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_i} = -\frac{R_1''}{R_1' + R_G} g_m \frac{R_3 R_s}{R_3 + R_s}, \tag{3.1}$$

independentă de frecvență.

După cum se vede, etajul de amplificare realizează o inversare de fază (semnul minus din relația 3.1).

2) **Comportarea la frecvențe înalte** este dată de schema echivalentă din figura 3.12, *b*. Factorul de amplificare exact se poate obține rezolvînd sistemul de ecuații pentru acest circuit, dar valorile aproximative care se dau în cataloage pentru parametrii tranzistoarelor fac ca exactitatea soluției să aibă valoare numai dacă tranzistorul folosit la realizarea etajului de amplificare corespunde întru totul datelor din catalog. Abateri de 15—20% ale parametrilor tranzistorului pot duce la abateri tot așa de mari în calculul factorului de amplificare și deci la inutilitatea unui calcul exact. Din acest motiv, vom calcula factorul de amplificare aproximativ, făcînd următoarea presupunere:

$$|\underline{I}_\mu| \ll |g_m \underline{U}_\pi|$$

adică curentul care se închide prin condensatorul C_μ este mult mai mic față de cel care se închide prin rezistența de sarcină $R_s \parallel R_3$. În acest caz se poate scrie :

$$\underline{U}_0 = -g_m \underline{U}_\pi (R_s \parallel R_3)\ ;$$

$$\underline{I}_\mu = j\omega C_\mu(\underline{U}_\pi - \underline{U}_0) = j\omega C_\mu[1 + g_m(R_s \parallel R_3)]\underline{U}_\pi. \tag{3.2}$$

Rezultatul din ecuația (3.2) se poate interpreta astfel: curentul $\underline{I}_\mu$ este curentul care se închide printr-un condensator de valoare $C_\mu[1 + g_m(R_s \parallel R_3)]$, care are la borne tensiunea $\underline{U}_\pi$, adică se găsește în paralel cu condensatorul C_π.

Rezultă deci schema echivalentă din figura 3.12, *c*. Din acest circuit se poate scrie :

$$\underline{U}_\pi = \underline{U}_i \frac{R_1''}{R_1'' + R_G} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_T \dfrac{R_1'' R_G}{R_1'' + R_G}},$$

şi amplificarea la frecvențe înalte va fi :

$$\underline{A}_h = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_i} = -\frac{R_1''}{R_1'' + R_G} \cdot g_m \frac{R_3 \cdot R_s}{R_3 + R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_T \dfrac{R_1'' R_G}{R_1'' + R_G}}. \tag{3.3}$$

Ținînd seamă de relația (3.1) și notînd :

$$\omega_h = \frac{1}{C_T \dfrac{R_1'' R_G}{R_1'' + R_G}},$$

rezultă :

$$\underline{A}_h = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_h}, \tag{3.4}$$

care este o funcție de frecvența semnalului aplicat.

Modulul și faza amplificării vor fi :

$$|\underline{A}_h| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_h)^2}}\ ;\ \varphi_h = -\operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_h} + \pi.$$

O reprezentare grafică convenabilă a amplificării este aceea la scară dublu logaritmică, pentru care calculăm amplificarea în decibeli ;

$$(A_h)_{dB} = 20 \lg_{10} |\underline{A}_h| = (A_0)_{dB} - 20 \lg_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2}.$$

Se consideră două situații limită :

$$\omega \ll \omega_h\ ;\ (A_h)_{dB} = (A_0)_{dB}\ ; \tag{3.5}$$

$$\omega \gg \omega_h\ ;\ (A_h)_{dB} = (A_0)_{dB} - 20 \lg_{10} \frac{\omega}{\omega_h}. \tag{3.6}$$

Termenul al doilea din relația (3.6) arată că amplificarea scade cu 20 dB pentru un raport de frecvențe $\frac{\omega}{\omega_h} = 10$, adică pentru o variație de frecvență de o decadă variația amplificării este de 20 dB (pantă de —20 dB/decadă).

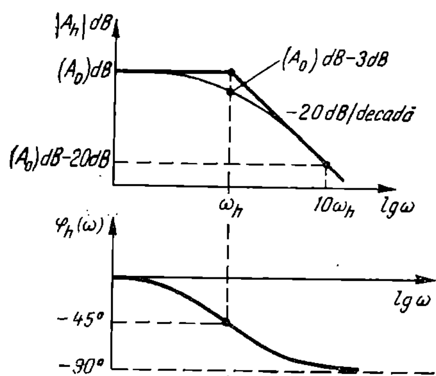


Fig. 3.13. Caracteristicile de frecvență ale etajului de amplificare:
a — modulul amplificării; *b* — faza amplificării.

Reprezentarea grafică a modulului şi fazei este dată în figura 3.13.

3) **Comportarea circuitului la frecvențe joase** este determinată de condensatoarele C_1, C_2, C_3. O analiză care să ilustreze efectul simultan al acestor condensatoare este dificilă şi de aceea este mai convenabil să considerăm efectul fiecărui condensator separat. Schemele echivalente sînt reprezentate în figura 3.14.

Influența condensatorului C_1 este luată în considerare în figura 3.14, *a*. Pentru acest circuit putem scrie:

$$\underline{U}_\pi = \underline{U}_i \frac{R_1''}{R_1''+R_G} \cdot \frac{j\omega C_1(R_1''+R_G)}{1+j\omega C_1(R_1''+R_G)};$$

$$\underline{U}_0 = -g_m \underline{U}_\pi \cdot (R_3 \| R_s).$$

Amplificarea la joasă frecvență în acest caz este:

$$\underline{A}_j^{(1)} = -\frac{R_1''}{R_1''+R_G} \cdot g_m \frac{R_3 R_s}{R_3+R_s} \cdot \frac{j\omega C_1(R_1''+R_G)}{1+j\omega C_1(R_G+R_1'')}.$$

Rezultă:

$$\underline{A}_j^{(1)} = A_0 \frac{j\omega/\omega_{j1}}{1+j\omega/\omega_{j1}}, \text{ unde } \omega_{j1} = \frac{1}{C_1(R_G+R_1'')}.$$

La limită, pentru $\omega \ll \omega_{j1}$:

$$(A_j^{(1)})_{dB} = (A_0)_{dB} + 20 \lg \frac{\omega}{\omega_{j1}},$$

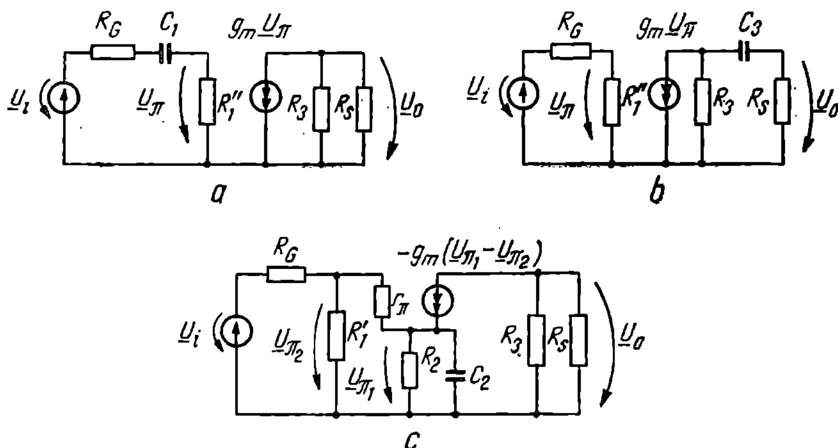


Fig. 3.14. Scheme echivalente la joasă frecvență ale etajului de amplificare:
a — influența condensatorului C_1; *b* — influența condensatorului C_3; *c* — influența condensatorului C_2.

și pentru $\omega \gg \omega_{j1}$:

$$(A_j^{(1)})_{dB} = (A_0)_{dB}.$$

Reprezentarea grafică a modulului este dată în figura 3.15.

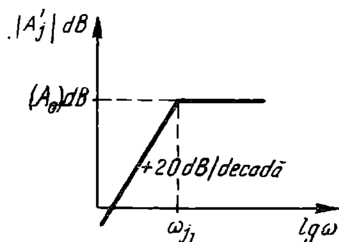


Fig. 3.15. Variația modulului amplificării cu frecvența datorită condensatorului C_1.

Influența condensatorului C_3 este pusă în evidență în schema din figura 3.14, *b* și de relațiile:

$$\underline{U}_\pi = \frac{R_1''}{R_1'' + R_G} \cdot \underline{U}_i;$$

$$\underline{U}_0 = -g_m \frac{R_3 R_s}{R_3 + R_s} \cdot \frac{j\omega C_0(R_3 + R_s)}{1 + j\omega C_3(R_3 + R_s)}.$$

De aici rezultă:

$$A_j^{(3)} = A_0 \frac{j\omega/\omega_{j3}}{1 + j\omega/\omega_{j3}}, \text{ unde } \omega_{j3} = \frac{1}{C_3(R_3 + R_s)}.$$

Reprezentarea asimptotică a modulului lui $A_j^{(3)}$ este similară cu cea pentru $A_j^{(1)}$, dacă se înlocuiește ω_{j1} cu ω_{j3}. Condensatoarele C_1 și C_3 se numesc *condensatoare de cuplaj*. Ele determină scăderea amplificării la frecvențe joase, mergînd pînă la amplificare zero pe măsură ce ω se apropie de valoarea zero. Deci, la *frecvențe joase condensatoarele de cuplaj nu mai transmit semnalul*. Se poate observa că frecvența la care intervin aceste condensatoare este:

$$\omega_{ji} = \frac{1}{C_i R_i},$$

unde R_i este rezistența rețelei văzută la bornele condensatorului C_i (în primul caz $R_G + R_1''$, iar în al doilea $R_3 + R_s$).

Influența condensatorului C_2 este mai dificil de calculat. În figura 3.16 este reprezentată caracteristica de frecvență datorată lui C_2. După cum se observă, chiar la frecvențe foarte mici $\omega \ll \omega_{j2}$, amplificarea nu scade la zero. Condensatorul C_2 se numește *condensator de decuplare* și rolul său este de a pune la masă intrarea neinversoare a dispozitivului (emitor sau sursă) sau, altfel spus, de a scurtcircuita în curent alternativ rezistența din emitor (sursă) introdusă pentru polarizarea tranzistoarelor.

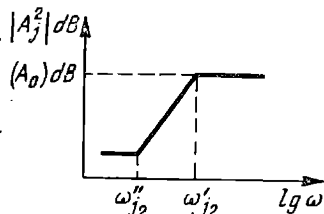


Fig. 3.16. Variația modulului amplificării cu frecvența datorită condensatorului C_2.

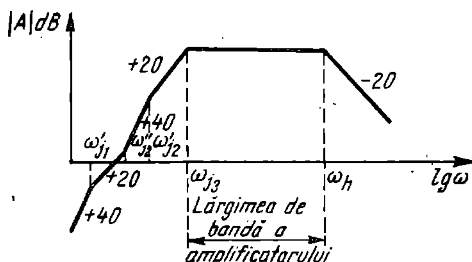
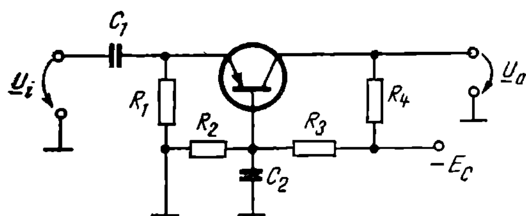


Fig. 3.17. Caracteristica globală a unui etaj de amplificare cu tranzistor bipolar.



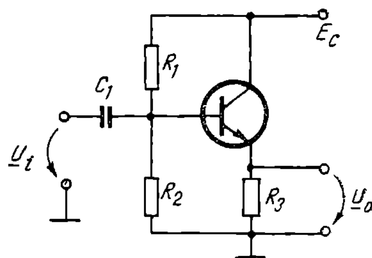


Fig. 3.18. Etaje de amplificare cu tranzistor bipolar : *a* — conexiunea bază comună ; *b* — conexiunea colector comun.

Cumulînd rezultatele obţinute mai sus într-o caracteristică de frecvenţă completă a etajului de amplificare cu tranzistor bipolar, rezultă curba din figura 3.17.

După cum se vede, etajul de amplificare are o frecvenţa limită superioară ω_h şi o frecvenţă limită inferioară ω_{j3}. Semnalele cu frecvenţe cuprinse în intervalul ω_{j3}, ω_h pot fi amplificate de acest circuit.

Pentru acest etaj de amplificare, folosind schemele echivalente din figura 3.12, se pot calcula impedanţele de intrare şi ieşire. Se observă că aceste expresii diferă în funcţie de frecvenţa la care sînt calculate (scheme echivalente diferite).

Alte două etaje de amplificare realizate cu un tranzistor bipolar sînt reprezentate în figura 3.18. Schema din figura 3.18, *a* reprezintă un amplificator neinversor, întrucît condensatorul C_2 scurtcircuitează la masă intrarea inversoare. Acest montaj se numeşte *conexiune cu bază comună.* În figura 3.18, *b* este reprezentată *conexiunea cu colector la masă (comun)* (din punctul de vedere al curentului alternativ). Amplificarea de tensiune la frecvenţe medii a conexiunii cu bază comună este de acelaşi ordin de mărime cu cea a montajului cu emitor comun analizat anterior. În cazul conexiunii cu colector comun, amplificarea de tensiune este subunitară, dar foarte apropiată de unitate. Acest etaj realizează însă o importantă amplificare în curent şi în acelaşi timp o impedanţă de intrare foarte mare. El este cunoscut sub denumirea de *repetor pe emitor* şi este folosit în situaţiile cînd se doreste o impedanţă de intrare mare.

3.2.2.3. Amplificator cu mai multe etaje cuplate *RC*

Întrucît amplificarea la frecvenţe medii care se poate obţine cu un etaj de amplificare cu un tranzistor nu depăşeşte în mod obişnuit valoarea 50—60, iar impedanţa la intrare a acestuia este destul de scăzută (de ordinul kiloohmilor), pentru obţinerea unor amplificatoare cu performanţe ridicate şi valori mari de amplificare este necesară conectarea în cascadă a mai multor etaje de amplificare. Separarea în curent continuu a acestor etaje prin condensatoare de cuplaj permite fixarea independentă a punctului de funcţionare al tranzistoarelor. Rezistenţele care fixează punctul de funcţionare al tranzistoarelor se vor determina pentru fiecare tranzistor în parte.

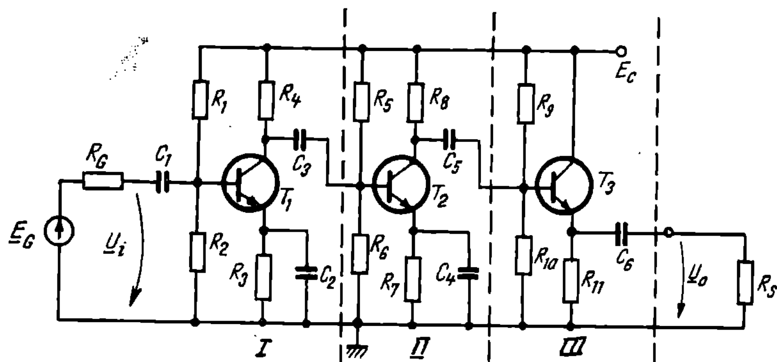


Fig. 3.19. Etaje de amplificare cu tranzistor bipolar cu cuplaj *RC*.

Să examinăm schema unui astfel de amplificator (fig. 3.19). Circuitul conține trei etaje de amplificare separate galvanic de condensatoarele C_3 și C_5. Condensatoarele C_1 și C_6 asigură separarea sursei și rezistenței de sarcină. Condensatoarele C_2 și C_4 sînt condensatoare de decuplare a emitoarelor tranzistoarelor T_1 și T_2 (etajele *I* și *II* sînt realizate cu tranzistoare cu emitorul la masă). Se observă că al treilea etaj (*III*) este un repetor pe emitor. Acest etaj nu realizează o amplificare de tensiune, ci o adaptare între rezistența de sarcină de valoare scăzută R_s și ieșirea etajului *II* al amplificatorului. Conectarea directă a rezistenței R_s în colectorul lui T_2 ar fi dus la scăderea substanțială a amplificării acestui etaj. Conectarea prin intermediul tranzistorului T_3, repetor pe emitor care are o impedanță de intrare mare, duce la mărirea amplificării realizate de etajul *II* și deci la mărirea amplificării întregului montaj.

Principalele avantaje ale realizării unui amplificator sub forma unor etaje în cascadă cuplate prin condensatoare sînt:

— influența temperaturii asupra punctelor de funcționare se manifestă localizat pe fiecare etaj în parte, neexistînd posibilitatea modificării reciproce a punctelor de funcționare; se obține în acest fel o bună stabilitate la variațiile temperaturii;

— calculul etajelor de amplificare este relativ simplu, influența între etaje apărînd numai din punctul de vedere al variațiilor de semnal.

Dezavantajele realizării amplificatoarelor sub această formă sînt:

— număr mare de componente datorită existenței mai multor componente care să realizeze aceleași funcțiuni (rezistențe de polarizare);

— prezența condensatoarelor de cuplaj și de decuplare în număr mare, ceea ce determină un gabarit mare (valorile acestor condensatoare sînt în general de ordinul zecilor de microfarazi) și consum mare de piese;

— amplificatoarele nu pot fi folosite la frecvențe scăzute, deoarece ar fi necesare condensatoare de valori foarte mari, care sînt greu de realizat și costisitoare.

În concluzie, putem spune că o soluție mult mai convenabilă o constituie gruparea pe etaje de amplificare mai mari conținînd 2—3 tranzistoare cu-

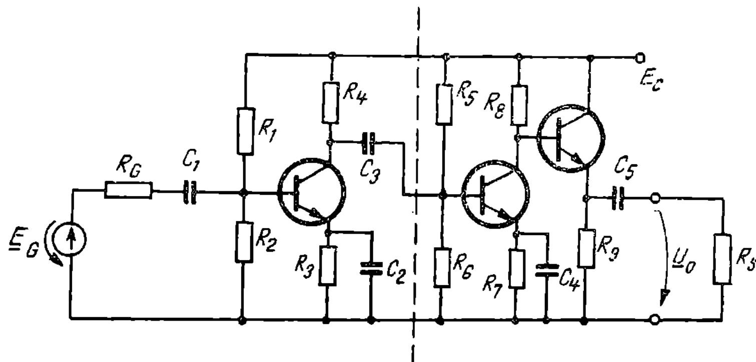


Fig. 3.20. Etaje de amplificare cuplate în curent continuu și *RC*.

plate direct și cuplarea prin condensatoare a unor astfel de circuite pentru a obține amplificatoare cu performanțe ridicate. Un astfel de exemplu este dat în figura 3.20.

3.3. AMPLIFICATOARE DE PUTERE

Există multe aplicații în care amplificatoarele trebuie să debiteze puteri considerabile la ieșire. Astfel, amplificatoarele audio pot debita puteri de la 1 W pînă la 100 W în sarcini constituite din difuzoare. De asemenea, amplificatoare de putere sînt necesare la comanda unor emițătoare de ultrasunete (traductoare magnetostrictive) sau a unor motoare electrice în sisteme de automatizări.

Putem defini un amplificator de putere ca fiind un amplificator la care puterea de ieșire debitată pe sarcină este comparabilă cu puterea disipată în dispozitivele semiconductoare, tuburi. Puteri de ieșire mai mari de cca. 0,5 W pot fi considerate că sînt furnizate de amplificatoare de putere.

În general, un amplificator de putere conține cel puțin trei etaje, cu următoarele funcțiuni:

— *etajul final* care realizează cea mai mare parte a amplificării în putere; dispozitivele utilizate la realizarea acestui etaj sînt capabile să debiteze curenți de valori mari și cu puteri disipate admise mergînd pînă la 100 W;

— *etajul de comandă (driver) a etajului final,* avînd rolul de a asigura semnalul pentru comanda tranzistoarelor din etajele finale. Acestea pot necesita semnale de comandă în antifază sau puteri de comandă de cîțiva wați în cazul amplificatoarelor de putere mare ($>$10 W); ca urmare, și etajul de comandă asigură o anumită amplificare în putere;

— *etajul de intrare* al amplificatorului, care asigură amplificarea tensiunii de intrare pînă la valoarea necesară pentru intrarea etajului driver; în multe aplicații, etajul de intrare trebuie să satisfacă și cerințe privind

impedanța de intrare, posibilități de reglaj al amplificării, ceea ce face ca la multe amplificatoare să se întîlnească mai multe etaje de amplificare între intrare și driver. Această parte a amplificatorului lucrează la variații de semnal mici și este realizată cu amplificatoare cu cuplaj *RC* sau de curent continuu, în funcție de necesități.

3.3.1. ETAJE FINALE

3.3.1.1. Particularități funcționale și constructive

Înainte de a analiza circuitele de bază utilizate la realizarea etajelor finale (se folosește des și denumirea de *amplificatoare finale*), trebuie precizate clasele de funcționare în care pot lucra tranzistoarele finale și modul de cuplare a acestora cu sarcina.

Amplificatoarele finale pot fi proiectate să lucreze *în regim liniar* sau *în impulsuri*.

În impulsuri, tranzistoarele sînt comandate de semnalul de intrare în regim de comutație, între saturație și blocare. Impulsurile pot avea factor de umplere $1/2$ (durata egală cu pauza) sau factor de umplere diferit de $1/2$.

În funcționarea liniară, tranzistoarele pot lucra într-unul din cele trei regimuri de bază și anume :

— *în clasă A*, funcționare caracterizată de faptul că dispozitivul activ conduce pe întreaga durată a perioadei semnalului de intrare ;

— *în clasă B*, ceea ce corespunde unei conducții de curent de către dispozitivul activ pe o durată de timp egală cu o jumătate din perioada semnalului de intrare (180°), în cealaltă semiperioadă tranzistorul fiind blocat ;

— *în clasă C*, care corespunde unei conducții pe o durată de timp mai mică decît a semiperioadei. Acest regim de funcționare are dezavantajul de a produce în semnalul de ieșire un bogat conținut de armonici ale semnalului de intrare, care pot fi eliminate numai prin utilizarea ca sarcini a unor circuite acordate. Funcționarea în clasă *C* este utilă numai la amplificatoare de putere de înaltă frecvență, unde realizarea circuitelor acordate este mult mai simplă decît la joasă frecvență.

Comparativ, curenții prin dispozitivele active în cele trei clase de funcționare se pot vedea în figura 3.21.

În continuare se va analiza numai funcționarea în clasă *A* și clasă *B*, precum și într-o clasă intermediară, *AB*, care reduce considerabil anumite distorsiuni specifice funcționării în clasă *B*.

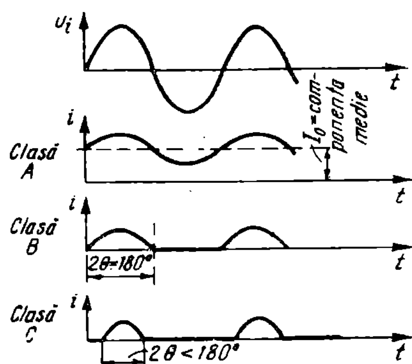


Fig. 3.21. Formele de undă ale tensiunii de intrare și curenților prin dispozitive în diverse clase de funcționare.

Cuplajul dintre sarcină şi tranzistoarele din etajul final poate fi realizat în trei moduri :

— *cu transformator ;* acest cuplaj realizează o separare galvanică între sarcină şi amplificator, asigurînd în acelaşi timp şi o adaptare a impedanţei de sarcină la valoarea impedanţei de sarcină optime pentru dispozitivul activ folosit, printr-o alegere judicioasă a raportului de transformare (fig. 3.22) ;

— *cu condensator ;* acest cuplaj înlătură componenta continuă de tensiune care poate apărea la ieşirea amplificatorului şi care în multe cazuri este inacceptabilă pentru sarcină ;

— *direct ;* acest cuplaj are avantajul de a înlătura din construcţia amplificatorului două elemente voluminoase şi care introduc limitări în banda de frecvenţe a semnalelor ce pot fi amplificate. În cazul cînd este necesară o componentă continuă nulă la ieşire, folosirea unor tensiuni de alimentare simetrice faţă de masă este inevitabilă.

3.3.1.2. Configuraţii de bază ale etajelor de putere

1) **Etaj final clasă *A* cu cuplaj prin transformator** (fig. 3.22, *a*). În absenţa semnalului de intrare, tranzistorul se găseşte în punctul static de funcţionare $M(U_{CEM}, I_{CM})$. Ecuaţia dreptei statice de sarcină este uşor de scris :

$$U_{CE} = E_c - R_3 I_c, \tag{3.7}$$

unde s-a considerat că rezistenţa de curent continuu a primarului transformatorului este nulă. Ecuaţia dreptei de sarcină dinamică va fi :

$$\Delta U_{CE} = -(R_3 + R_s')\Delta i_c, \tag{3.8}$$

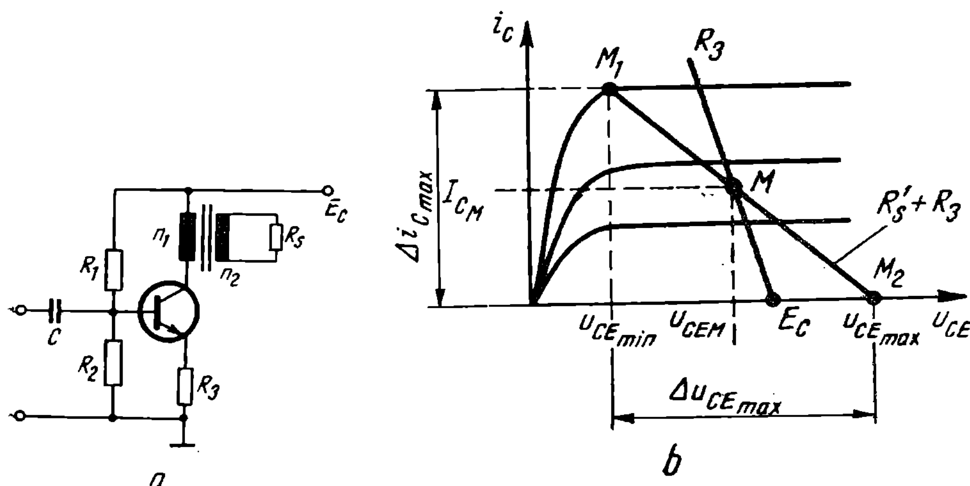


Fig. 3.22. Etaj final clasă *A* cu cuplaj prin transformator :
a — schema de principiu ; *b* — excursia punctului de funcţionare în planul caracteristicilor.

unde R'_s este rezistența de sarcină reflectată în primar:

$$R'_s = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot R_s.$$

Această ecuație corespunde unei drepte de pantă $-\frac{1}{R_3+R'_s}$ care trece prin punctul static de funcționare.

Excursia maximă a tensiunii colector-emitor va fi limitată de tensiunea colector-emitor maximă pe care o poate suporta tranzistorul și de tensiunea de saturație:

$$\Delta u_{CE_{max}} = U_{CE_{max}} - U_{CE_{sat}}.$$

Dacă se consideră că rezistența R_3 este mică (o valoare mare duce la scăderea puterii în rezistența de sarcină, conform rel. 3.8), atunci putem scrie că tensiunea de alimentare trebuie să fie

$$U_{CEM} = \frac{U_{CE_{max}} + U_{CE_{sat}}}{2} \text{ și } U_{CEM} \cong E_c.$$

Valoarea curentului din punctul static de funcționare va fi astfel aleasă încît puterea disipată de tranzistor în acest punct să nu depășească puterea maximă disipată specificată în catalog. Amplitudinea semnalului de intrare va trebui să fie astfel ca punctul instantaneu de funcționare să se deplaseze pe dreapta de sarcină M_1M_2 între cele două puncte. Amplitudini mai mari aplicate la intrare vor determina saturarea sau blocarea tranzistorului, ceea ce va avea ca efect distorsionarea puternică a semnalului de ieșire prin limitare.

Se observă în figura 3.23 variația în antifază a tensiunii colector-emitor și a curentului de colector, fapt pus în evidență prin semnul minus din relația (3.8).

Considerînd un semnal sinusoidal aplicat la intrare, să calculăm puterea utilă debitată în sarcină, puterea absorbită de la sursa de alimentare și puterea disipată de tranzistor.

Considerînd randamentul transformatorului egal cu unitatea, *puterea obținută în rezistența* R_s va fi egală cu puterea obținută în rezistența R'_s. **Deci:**

$$\Delta i_c = I_{CM} \sin \omega t;$$

$$\Delta u_{CE} = -U_{CEM} \sin \omega t \cong -E_c \sin \omega t;$$

$$P_s = \left| \frac{1}{T} \int_0^T \Delta i_c \cdot \Delta u_{CE} dt \right| = \frac{I_{CM} \cdot E_c}{2}. \quad (3.9)$$

Puterea absorbită de la sursa de alimentare va fi:

$$P_0 = E_c I_{CM}. \quad (3.10)$$

Puterea disipată de tranzistor se poate obține prin scăderea puterii utile din cea absorbită de la sursă:

$$P_d = P_0 - P_s = \frac{I_{CM} \cdot E_c}{2} = P_s. \quad (3.11)$$

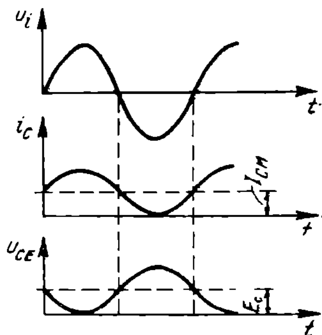


Fig. 3.23. Formele de undă ale curentului de colector și tensiunii colector-emitor la un etaj clasă A, în comparație cu tensiunea de intrare.

Randamentul unui astfel de etaj final va fi :

$$\eta = \frac{P_s}{P_0} = 0{,}5. \tag{3.12}$$

Această valoare a randamentului constituie un maximum, întrucît mai intervin pierderile din rezistenţa R_3 şi cele datorate randamentului subunitar al transformatorului. De asemenea, se poate vedea că puterea disipată în dispozitivul activ este egală cu puterea debitată în sarcină.

2) **Etaj final clasă** *A* **în contratimp — utilizarea simetriei.** Conectarea a două tranzistoare în paralel pe aceeaşi înfăşurare a transformatorului sau pe înfăşurări diferite va duce la dublarea puterii utile ce poate fi debitată în sarcină.

Performanţele etajelor finale cu două tranzistoare pot fi considerabil îmbunătăţite prin utilizarea simetriei în funcţionarea circuitului, ceea ce duce la scăderea substanţială a distorsiunilor introduse de neliniarităţile din caracteristicile tranzistoarelor. Se obţine astfel etajul final în contratimp. În figura 3.24 este prezentată schema unui astfel de circuit.

Principiul de lucru al acestui circuit, tipic pentru toate etajele finale în contratimp, constă în *funcţionarea în opoziţie de fază a celor două tranzistoare*. Acest lucru înseamnă că atunci cînd curentul de colector al tranzistorului T_1 creşte, curentul de colector al lui T_2 va trebui să scadă, şi invers în semiperioada următoare. Ca urmare indiferent de semiperioadă, puterea în sarcină este dată prin creşterea curentului de colector a unui tranzistor şi scăderea curentului celuilalt, ceea ce implică o simetrie a comportării amplificatorului în raport cu cele două semialternanţe ale semnalului de intrare, simetrie care *nu se obţine* la simpla conectare în paralel a celor două tranzistoare. Formele de undă care descriu funcţionarea montajului sînt date în figura 3.25.

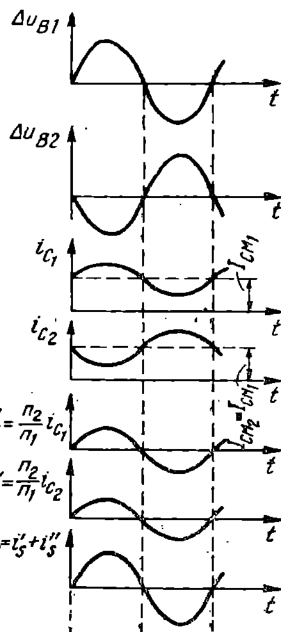
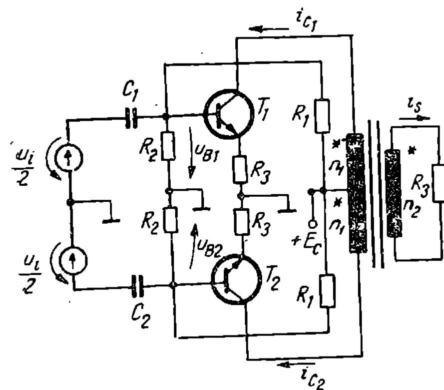


Fig. 3.25. Formele de undă ale tensiunilor şi curenţilor pentru circuitul din figura 3.24.

Fig. 3.24. Etaj final în contratimp clasă *A* cu cuplaj prin transformator.



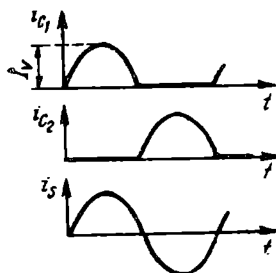


Fig. 3.26. Principiul etajului final în contratimp clasă *B*.

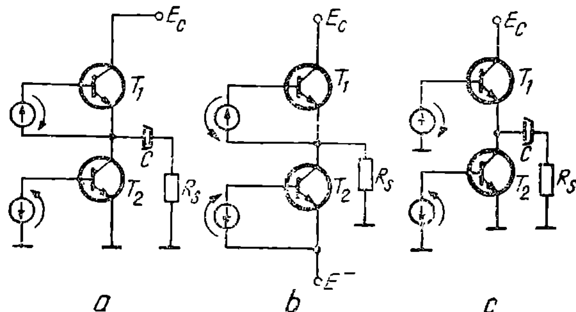


Fig. 3.27. Etaje finale în contratimp clasă *B* fără transformator de cuplaj:

a — cuplaj prin condensator; *b* — cuplaj direct folosind două surse de alimentare; *c* — cuplaj prin condensator cu surse de comandă avînd punct comun la masă.

Comanda în antifază dată de semnalul de intrare $\left(\text{cele două surse } \frac{u_i}{2}\right)$ produce variații în antifază ale curenților de colector. Sensul de cuplare a înfășurărilor transformatorului face ca în sarcină cele două variații de curent să se însumeze.

Componentele i_s' și i_s'' reprezintă curenții din secundarul transformatorului datorați variației curenților de colector ai tranzistoarelor T_1 și T_2.

3) **Etajul final clasă *B* în contratimp.** Din formele de undă din figura 3.25 se poate desprinde următoarea ideie, care este de fapt principiul de bază al funcționării amplificatoarelor liniare în clasă *B*: întrucît curentul de sarcină este suma celor doi curenți de colector echivalați la secundar, acesta își va păstra forma sinusoidală și în cazul cînd curentul de colector al lui T_2 este zero în prima semiperioadă și cel al lui T_1 — în a doua, după cum se vede și din figura 3.26.

Aceasta înseamnă că va fi suficient ca tranzistorul T_1 să conducă numai prima semiperioadă și T_2 — a doua, ceea ce va duce la anularea completă a curentului prin tranzistoare în cazul absenței semnalului de intrare și deci la un consum de energie mai redus și putere disipată mai mică față de etajele finale care lucrează în clasă *A*.

Schema unui etaj final clasă *B* este identică cu cea din figura 3.24. Rezistențele R_1, R_2, R_3 se aleg astfel încît curentul de repaus (în absența semnalului de intrare) prin tranzistoarele T_1 și T_2 să fie mic dar totuși diferit de zero. Aceasta face ca pe o anumită durată de timp la schimbarea conducției tranzistoarelor, acestea să conducă simultan avînd variații de curent în sens invers, astfel că eventualele distorsiuni ce ar apărea la joncțiunea celor două alternanțe sînt mult reduse.

Un alt mod de a realiza etaje de ieșire clasă *B* în contratimp este utilizarea a *două tranzistoare de putere conectate în serie*, ca în figura 3.27.

Tranzistoarele T_1 și T_2 sînt conectate în serie față de sursele de alimentare. În montajul din figura 3.27, *a* se folosește o singură sursă de alimentare, sarcina R_s fiind cuplată prin condensatorul *C* pentru eliminarea componentei continue. În circuitul din figura 3.27, *b*, utilizarea a două surse de tensiune (pozitivă și negativă) elimină condensatorul *C*. În ambele circuite se poate observa un dezavantaj important, anume că cele două surse

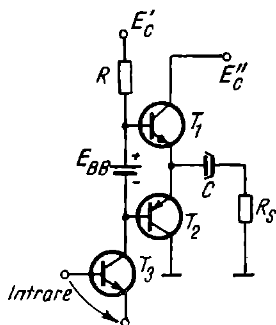


Fig. 3.28. Etaj final în contratimp clasă B cu tranzistoare complementare.

pentru comanda în bază a tranzistoarelor nu au punct comun, ele trebuind să fie separate galvanic. Comanda tranzistorului T_1 ca în figura 3.27, c nu este posibilă, întrucît în această conexiune tranzistorul T_1 lucrează ca repetor pe emitor şi are amplificare de tensiune de aproximativ unu, pe cînd tranzistorul T_2 lucrează ca emitorul la masă avînd o amplificare de tensiune supraunitară, ceea ce ar necesita, deci, o inegalitate în tensiunile de comandă. Această inegalitate este greu de realizat cu precizie suficientă şi utilizarea unui astfel de sistem de comandă duce la distorsiuni apreciabile.

O schemă mult mai convenabilă se obţine dacă în etajul final *se folosesc două tranzistoare complementare* ca în figura 3.28. În acest tip de montaj, datorită schimbării de tip a tranzistoarelor, semnalul aplicat pe baze trebuie să fie identic. La alternanţa pozitivă a acestuia va conduce tranzistorul T_1, iar la alternanţa negativă — tranzistorul T_2. Ambele tranzistoare lucrează ca repetoare pe emitor. Datorită acestui fapt, este necesar ca sursa de tensiune E_c' să poată asigura saturarea tranzistorului T_1 prin rezistenţa R la conducţia acestuia. Saturaţia lui T_2 se realizează la conducţia puternică a tranzistorului driver T_3. Sursa E_{BB} asigură o diferenţă de potenţial pentru polarizarea tranzistoarelor T_1 şi T_2 la un curent de colector diferit de zero, în vederea reducerii distorsiunilor la schimbarea conducţiei tranzistoarelor. Tranzistorul de comandă T_3 funcţionează în clasă A.

Puterea medie absorbită de la sursa de alimentare, puterea utilă şi puterea disipată pentru un etaj în clasă B pot fi calculate ţinînd cont de formele de undă din figura 3.26.

Valoarea medie a curentului de colector al tranzistoarelor T_1 şi T_2 este :

$$I_{med} = \frac{I_v}{\pi},$$

unde I_v este amplitudinea (valoarea de vîrf) curentului prin tranzistor. Acest curent se obţine la saturarea tranzistoarelor şi ca urmare are valoarea maximă :

$$I_{v_{max}} = I_{s_{max}} = \frac{E_c/2}{R_s}. \tag{3.13}$$

Puterea absorbită de la sursă va fi :

$$P_0 = \frac{I_s E_c}{\pi}. \tag{3.14}$$

Puterea utilă în sarcină este :

$$P_s = \frac{I_s^2 \cdot R_s}{2} \tag{3.15}$$

şi deci *puterea disipată într-un singur tranzistor este*

$$P_d = \frac{1}{2}(P_0 - P_s) = \frac{I_s E_c}{2\pi} - \frac{I_s^2 R_s}{4}. \tag{3.16}$$

Dacă se diferenţiază această ecuaţie în raport cu I_s pentru obţinerea maximului puterii disipate, rezultă :

$$\frac{P_{d_{max}}}{P_{s_{max}}} = \frac{2}{\pi^2} \cong 0,2,$$

ceea ce înseamnă că disipaţia maximă într-un singur tranzistor este de numai 20% din puterea maximă utilă.

Randamentul unui etaj în contratimp clasă *B* este :

$$\eta_{cl.\,B} = \frac{P_{s_{max}}}{P_{0_{max}}} = \frac{\pi}{4} \cong 78,5\% > \eta_{cl.\,A}.$$

Rezultă evident un randament mult mai bun pentru etajele finale în contratimp clasă *B*, ca urmare tocmai a faptului că aceste etaje nu consumă putere în absenţa semnalului aplicat la intrare.

3.3.1.3. **Polarizarea tranzistoarelor finale**

Indiferent dacă etajul final este construit să funcţioneze în clasă *A* sau *B*, este necesară asigurarea unui curent de polarizare prin tranzistoarele finale. În cazul funcţionării în clasă *A*, curentul de polarizare este de valoare mare (aproximativ 50% din valoarea de vîrf a curentului de colector), iar la funcţionarea în clasă *B* acest curent este de numai 5—7% din valoarea maximă a curentului de colector.

Variaţia cu temperatura a tensiunii bază-emitor a tranzistoarelor finale, datorită încălzirii acestora în funcţionare, este importantă. Ca urmare, tensiunea de polarizare aplicată în baze trebuie să fie dependentă de temperatură, în aşa fel ca să compenseze variaţia cu temperatura a lui U_{BE}, tinzînd să menţină curentul de colector din punctul static de funcţionare constant, independent de temperatură. Polarizarea tranzistoarelor finale cu o tensiune constantă ar duce la creşterea curentului de colector cu temperatura şi implicit la pericolul ambalării termice a tranzistorului, cînd creşterea temperaturii se face pe seama creşterii curentului de colector şi reciproc. În figura 3.29 sînt prezentate cîteva moduri de polarizare a tranzistoarelor finale.

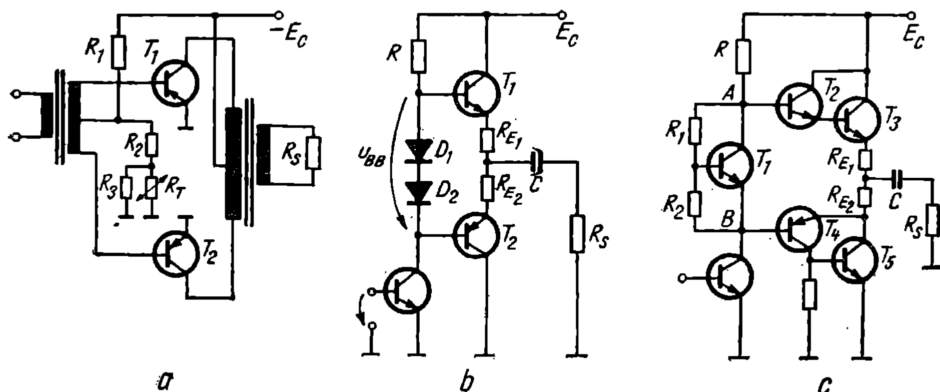


Fig. 3.29. Scheme de polarizare a tranzistoarelor finale:
a — cu termistor; *b* — cu diode; *c* — cu tranzistor-diodă multiplicată.

În figura 3.29, *a*, *polarizarea* tranzistoarelor T_1 și T_2 se realizează *cu ajutorul grupului* R_1, R_2, R_3 și R_T, un termistor a cărui variație cu temperatura este :

$$R_T(T) = R_0 e^{-b(T-T_0)},$$

unde R_0 este rezistența termistorului la temperatura T_0, iar b este coeficientul de variație a acesteia cu temperatura. După cum se vede din această relație, rezistența termistorului scade cu temperatura. Rezistențele R_2 și R_3 modifică panta de variație a tensiunii din bazele tranzistoarelor cu temperatura în așa fel ca în domeniul de temperaturi în care este utilizat amplificatorul variația tensiunii U_{BE} cu temperatura să fie cît mai bine aproximată ($\Delta U_{BE}/\Delta T \cong -2$ mV/°C). Evident, pentru a avea o compensare eficace este necesar ca termistorul să fie montat pe același radiator cu tranzistoarele T_1 și T_2, asigurîndu-se un bun contact termic. În acest fel, încălzirea tranzistoarelor va determina încălzirea termistorului și modificarea corespunzătoare a polarizării.

În figura 3.29, *b*, *tensiunea de polarizare este dată de tensiunea la bornele diodelor* D_1 și D_2. Variația cu temperatura a acestei tensiuni este de aceeași natură cu cea a tensiunii joncțiunilor bază-emitor, compensarea cu temperatura fiind asigurată dacă diodele D_1, D_2 și tranzistoarele T_1, T_2 sînt într-un bun contact termic. Rezistențele din emitoarele tranzistoarelor, R_{E1} și R_{E2}, au rolul de a fixa valoarea curentului de colector din punctul static de funcționare și de a preîntîmpina apariția fenomenului de ambalare termică. La creșterea curentului de colector, căderea de tensiune pe rezistențele R_{E1} și R_{E2} crește, scăzînd ca urmare tensiunile bază-emitor, ceea ce duce la scăderea curentului de colector. Ca urmare, curentul de colector rămîne aproximativ constant. Introducerea rezistențelor R_{E1} și R_{E2} are însă un efect negativ asupra randamentului etajului final, și de aceea valorile lor trebuie să fie mult mai mici decît rezistența R_s.

În figura 3.29, *c*, *tensiunea de polarizare este realizată de tranzistorul* T_1 *în montaj de diodă multiplicată.*

Tensiunea între bornele AB este

$$U_{AB} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_{BE_1},$$

iar variația cu temperatura a acesteia este

$$\frac{\Delta U_{AB}}{\Delta T} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{\Delta U_{BE_1}}{\Delta T}.$$

În cazul schemei din figura 3.29, *c*, variația cu temperatura a tensiunii U_{AB} trebuie să compenseze variația cu temperatura a tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor T_2, T_3 și T_4 (însumată). Tranzistorul T_1 se va monta obligatoriu în contact termic cu tranzistoarele finale $T_2 \ldots T_5$. Etajul final al acestui montaj este realizat din perechile de tranzistoare T_2, T_3 și T_4, T_5. Tranzistoarele T_2, T_3 sînt în montaj Darlington, echivalînd cu un tranzistor *npn*, cu factor de amplificare în curent echivalent egal cu produsul factorilor de amplificare individuali :

$$\beta_e \cong \beta_2 \cdot \beta_3.$$

Tranzistoarele T_4, T_5 sînt în montaj Darlington complementar, constituind un tranzistor *pnp*, ca în figura 3.30. Şi pentru această conexiune factorul de amplificare în curent echivalent este produsul factorilor de amplificare individuali.

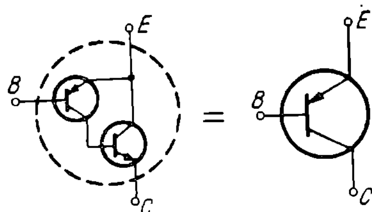


Fig. 3.30. Tranzistor echivalent pentru un montaj Darlington cu tranzistoare complementare.

3.3.2. ETAJE DE COMANDĂ A TRANZISTOARELOR FINALE

Etajele de comandă pot fi construite, ca şi etajele finale, în clase de funcţionare *A*, *AB* sau *B*. Tranzistoarele din aceste etaje trebuie să debiteze suficientă putere la ieşire pentru a ataca intrarea tranzistoarelor finale.

În cazul utilizării unui etaj final cu tranzistoare complementare, etajul de comandă trebuie să furnizeze la ieşire un singur semnal de comandă, care se aplică simultan pe cele două baze ale tranzistoarelor finale (vezi fig. 3.29, *c*).

În cazul cînd etajul final este realizat cu tranzistoare de acelaşi tip, semnalele care trebuie aplicate pe bazele celor două tranzistoare vor fi defazate cu 180° (în antifază), pentru a asigura conducţia alternantă a tranzistoarelor finale. Aceste două semnale pot fi obţinute după cum se vede în figura 3.31.

Primul etaj, reprezentat în figura 3.31, *a*, realizează defazarea între cele două semnale prin *alegerea corespunzătoare a sensului înfăşurărilor transformatorului*. Totodată, transformatorul realizează şi o bună adaptare între impedanţa de intrare a tranzistoarelor finale şi impedanţa de sarcină a tranzistorului defazor. Dezavantajul principal în utilizarea unui transformator constă în limitarea benzii amplificatorului şi în costul relativ ridicat al acestuia.

În figura 3.31, *b*, defazarea celor două semnale se obţine *utilizînd proprietatea unui etaj de amplificare de a nu inversa faza semnalului de intrare la ieşirea din emitor şi de a inversa faza acestuia cînd se iese din colector.* Ca urmare, semnalul u_2 va fi în fază cu u_i, iar u_1 — în antifază. Dezavantajul acestui circuit constă în impedanţele de ieşire diferite pe care le prezintă

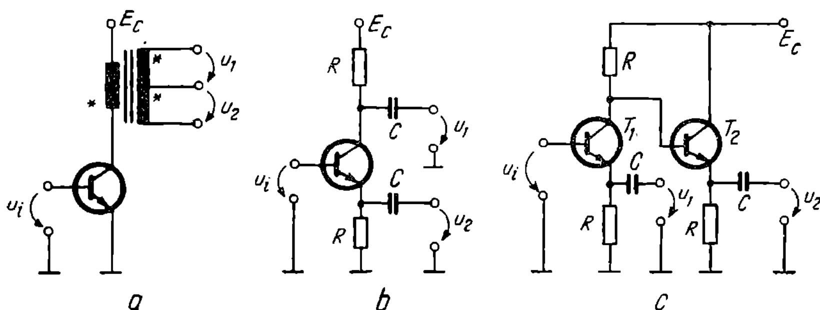


Fig. 3.31. Circuite de defazare pentru comanda etajelor finale: *a* — cu transformator; *b* — cu sarcină divizată; *c* — cu sarcină divizată şi egalarea impedanţelor de ieşire.

cele două ieşiri, ceea ce face ca adaptarea cu etajul final să nu fie identică pe cele două semialternanțe; rezultă distorsiuni ale semnalului, introduse de etajul final.

În figura 3.31, *c*, dezavantajul menționat mai sus este înlăturat prin *utilizarea repetorului* T_2. Semnalele de ieşire vor fi în antifază, iar impedanțele de ieșire vor fi identice.

3.4. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

Amplificatoarele de curent continuu sînt circuite amplificatoare a căror frecvență limită inferioară de funcționare este zero. Ele pot reda la ieşire nu numai variațiile de semnal, ci şi componenta continuă a semnalului de intrare. Aceste amplificatoare sînt necesare ori de cîte ori trebuie amplificate tensiuni sau curenți care au valori medii diferite de zero sau au variații foarte lente în timp (frecvențe foarte joase).

Utilizarea unui cuplaj *RC* este imposibilă în aceste situații, deoarece ar fi necesare valori foarte mari pentru condensatoare. Să considerăm, de exemplu, cuplajul din figura 3.32.

Modulul tensiunii de ieșire va fi:

$$|\underline{U}_2| = \frac{\omega CR}{\sqrt{1+(\omega CR)^2}}|\underline{U}_1|.$$

Pentru ca tensiunea de ieşire să fie cel puțin egală cu cea de intrare, trebuie ca $\omega CR \gg 1$.

Dacă luăm, de exemplu, $R = 1\ \text{k}\Omega$ şi frecvența semnalului de intrare $f = 0{,}5\ \text{Hz}$, trebuie ca

$$C \cong 10\left(\frac{1}{\omega R}\right) = 3\,300\ \mu\text{F}.$$

Utilizarea cîtorva condensatoare de cuplaj de această valoare ridică costul amplificatorului și mărește apreciabil gabaritul acestuia.

Pentru a realiza amplificatoare de curent continuu, sînt necesare *cuplaje directe între etajele de amplificare*, asigurîndu-se astfel transmiterea unor variații oricît de lente ale semnalului de intrare.

Trebuie menționat de la început că utilizarea tranzistoarelor cu siliciu în amplificatoarele de curent continuu prezintă avantaje față de utilizarea tranzistoarelor cu germaniu:

— curentul rezidual I_{CO} este practic neglijabil, indiferent de temperatura la care lucrează dispozitivul;

— acoperirea suprafeței semiconductorului cu SiO_2 asigură o bună stabilitate în timp a performanțelor tranzistorului;

— se poate obține un factor de amplificare în curent β de valori ridicate, chiar la curenți de colector foarte mici.

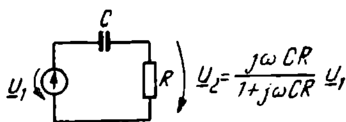


Fig. 3.32. Cuplajul *RC* dintre sursă și sarcină.

În figura 3.33 sînt reprezentate cîteva moduri de cuplare directă a două etaje de amplificare.

Tranzistoarele T_1 și T_2 din figura 3.33, *a* reprezintă două etaje de amplificare cu emitorul la masă. Polarizarea tranzistorului T_2 se obține direct din colectorul tranzistorului T_1. Acest lucru face ca tensiunea colector-emitor a tranzistorului T_1 să fie de numai circa 0,6 V (cît este tensiunea *B-E* a unui tranzistor cu siliciu în conducție). Pentru semnale mici, acest cuplaj asigură o tensiune de polarizare suficientă. La semnale mai mari, tranzistorul T_1 se va satura.

Acest dezavantaj este evitat în schemele din figurile 3.33, *b*, *c*, *d*. Cuplajul colector-bază prin divizorul de tensiune R_2, R_3 (fig. 3.33, *b*) face posibilă mărirea tensiunii de colector a tranzistorului T_1, deoarece se creează o cădere de tensiune la bornele lui R_2. Tensiunea colector-emitor a lui T_1 va fi :

$$U_{CE1} = U_{R2} + U_{BE2}.$$

Introducerea rezistenței R_3, conectate la a doua sursă de alimentare, este necesară pentru a obține curentul prin rezistența R_2 care că creeze căderea de tensiune U_{R2}. Obținerea acestei căderi de tensiune numai pe seama curentului de bază al lui T_2 nu este convenabilă din cauza valorii mici a acestuia și a variației sale cu temperatura. Acest circuit are dezavantajul că semnalul de intrare amplificat este aplicat pe baza lui T_2 prin divizorul rezistiv R_2, R_3, ceea ce echivalează cu o reducere a amplificării primul etaj.

Pentru a elimina acest lucru, se folosește schema din figura 3.33, *c*. Tensiunea colector-emitor a lui T_1 este dată de tensiunea diodei Zener și de tensiunea bază-emitor a lui T_2. Variațiile de tensiune ce apar în colectorul lui T_1

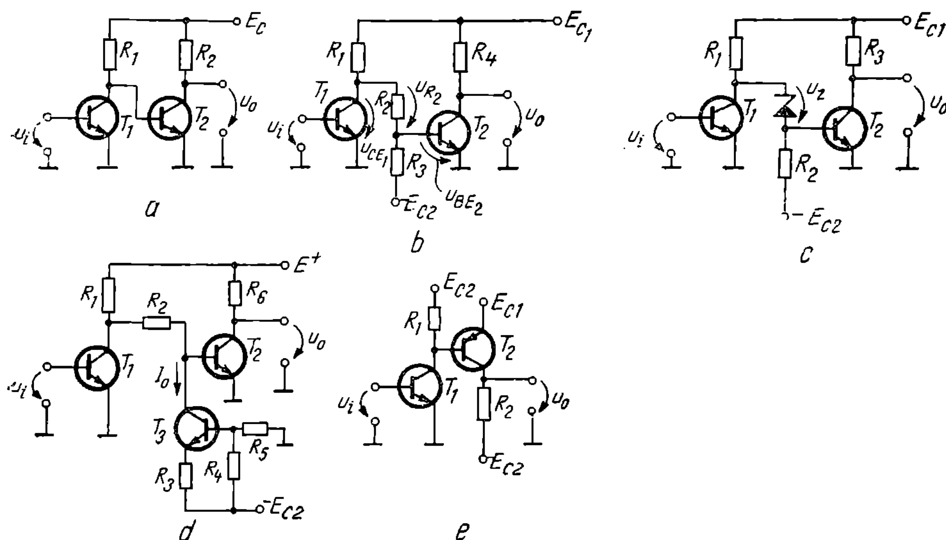


Fig. 3.33. Cuplarea directă a două etaje de amplificare:
a — cuplaj direct colector-bază; *b* — cuplaj prin divizor rezistiv; *c* — cuplaj cu diodă Zener; *d* — cuplaj folosind un generator de curent constant; *d* — cuplaj folosind tranzistoare *npn* și *pnp*.

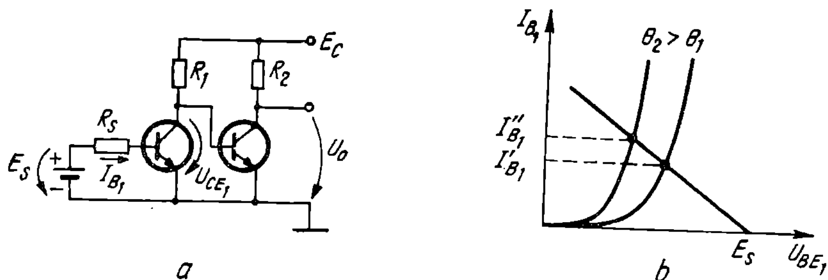


Fig. 3.34. Influența variației parametrilor tranzistoarelor la un cuplaj direct colector-bază :
a — schema de principiu ; *b* — influența temperaturii asupra caracteristicii $i_B - u_{BE}$.

se transmit aproape integral în baza tranzistorului T_2, deoarece rezistența dinamică a diodei Zener este foarte mică în comparație cu rezistența R_2.

Divizarea semnalului din colectorul lui T_1 se poate evita și prin creșterea rezistenței R_3. În schema din figura 3.33, *d*, rezistența R_3 a fost înlocuită cu un tranzistor T_3 generator de curent constant[1]. Valoarea acestui curent va determina tensiunea de polarizare în colectorul lui T_1 :

$$U_{CE1} \cong R_2 I_0 + U_{BE2}.$$

Rezistența dinamică colector-emitor a tranzistorului T_3 fiind foarte mare, variațiile de tensiune din colectorul lui T_1 nu vor mai fi divizate, apărînd aproape integral în baza lui T_2.

În figura 3.33, *e* este reprezentat cuplajul direct între două tranzistoare de tip *npn* și *pnp*. După cum se vede, acest cuplaj este extrem de simplu, tensiunile de polarizare a tranzistoarelor fiind asigurate prin alegerea surselor de alimentare.

$$U_{CE1} = E_{c1} - U_{EB2}.$$

Pentru a avea o cădere de tensiune dată de curentul de colector al lui T_1 pe rezistența R_1, trebuie ca $E_{c2} > E_{c1}$. Avantajele unui cuplaj atît de simplu sînt compensate de faptul că sînt necesare trei surse de alimentare. De asemenea, în acest circuit există pericolul ca la saturarea tranzistorului T_1 să se producă scurtcircuitarea sursei E_{c1} la masă prin joncțiunea bază-emitor a lui T_2 și prin colectorul și emitorul lui T_1. Valoarea curentului de scurtcircuit nefiind limitată de nici o rezistență, distrugerea tranzistoarelor este inevitabilă. Acest neajuns poate fi înlăturat dacă se conectează o rezistență de protecție în serie cu baza lui T_2.

Principalul dezavantaj al schemelor discutate mai sus îl constituie *influența variației parametrilor dispozitivelor asupra tensiunii de ieșire*. Pentru a analiza acest fenomen să considerăm circuitul din figura 3.34, *a*. Presupunem

---

[1] Tranzistorul T_3 este polarizat de rezistențele R_4, R_5 și R_3. Curentul de colector I_0 este determinat de aceste rezistențe, el fiind de valoare fixă, independentă de potențialul colectorului tranzistorului T_1. Întrucît în regiunea activă normală un tranzistor are caracteristicile (i_c, u_{CE}) aproximativ paralele cu axa orizontală, rezistența echivalentă între colector și emitor pentru variații de semnal mici este foarte mare, tranzistorul avînd o comportare de generator de curent constant.

că la intrare este conectată sursa E_s avînd rezistența internă R_s. Scriind ecuația lui Kirchhoff pe ochiul de la intrare, se obține :

$$E_s = R_s I_{B1} + U_{BE1}. \quad (3.17)$$

Pe de altă parte, I_{B1} și U_{BE1} sînt legate între ele printr-o relație exponențială ca în figura 3.34, *b*, care depinde de temperatura joncțiunii.

Ducînd dreapta de sarcină dată de ecuația (3.17), rezultă valoarea curentului de bază I'_{B1} pentru temperatura θ_1 și I''_{B1} pentru temperatura θ_2. Să presupunem că tensiunea de intrare E_s rămîne fixă și că temperatura montajului se schimbă de la valoarea θ_1 la valoarea θ_2. Ca urmare, curentul de bază al tranzistorului T_1 se modifică de la I'_{B1} la I''_{B1}, respectiv curentul de colector va crește și tensiunea colector-emitor U_{CE1} va scădea. Aceasta va determina în continuare scăderea curentului de bază al tranzistorului T_2 și, în final, creșterea tensiunii colector-emitor a acestuia (U_0). Această variație a tensiunii de ieșire este produsă deci *nu ca urmare a variației tensiunii de intrare* (*E_s*), *ci datorită variației temperaturii joncțiunii B-E* a tranzistorului T_1, variație care poate fi produsă de schimbarea temperaturii mediului ambiant. Știind că variația cu temperatura a tensiunii bază-emitor a unui tranzistor este de circa —2,2 mV/°C și dacă considerăm că amplificarea circuitului este de numai 50, variația tensiunii de ieșire produsă la schimbarea numai cu 1°C a temperaturii ambiante va fi de 110 mV. Se obține la ieșire un semnal care nu se datorește semnalului de intrare, ceea ce constituie evident o eroare. Aceste erori se produc și datorită variației tensiunilor de alimentare, îmbătrînirii elementelor din circuit etc.

Explicația apariției acestor erori la amplificatoarele de curent continuu față de cele de curent alternativ (unde sînt absente), *constă tocmai în natura diferită a semnalului de amplificat.* Dacă la amplificatoarele de curent alternativ semnalul reprezintă variații în timp ale tensiunilor și curenților, variații care se pot ușor deosebi de variația tensiunilor și curenților din punctele statice de funcționare ale dispozitivelor, la amplificatoarele de curent continuu acest lucru nu mai este posibil. Orice modificare a punctului de funcționare al unui tranzistor se transmite la ieșire ca și cum modificarea s-a datora aplicării unui anumit semnal la intrare. Această sensibilitate a amplificatoarelor de curent continuu cu cuplaj direct la variația temperaturii, tensiunilor de alimentare etc., constituie principala dificultate în construirea acestora.

3.4.2. AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL

Principalul mijloc pentru a elimina influența variației parametrilor dispozitivelor îl constituie utilizarea simetriei la realizarea acestor amplificatoare. Este vorba, bineînțeles, de simetrie electrică.

3.4.2.1. Funcționarea amplificatorului diferențial

Schema celui mai simplu amplificator simetric este dată în figura 3.35. În figura 3.35, *b* a fost pusă în evidență simetria electrică a acestui circuit față de axa *AA'*. Să analizăm circuitul în două situații particulare :

1) $u_{ia} = u_{ib}$. Tensiunile de intrare variază simultan în același sens. Datorită simetriei circuitului, orice punct nesituat pe axa de simetrie a circui-

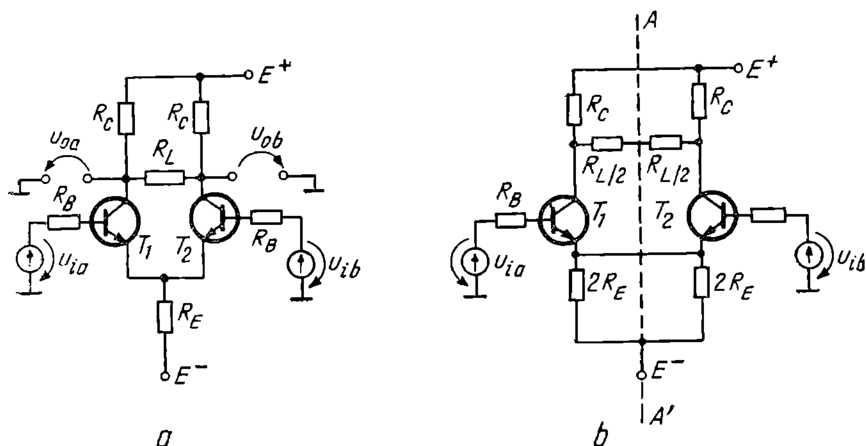


Fig. 3.35. Amplificatorul diferențial cu rezistență în emitoare: *a* — schema de principiu; *b* — simetria unui amplificator diferențial.

tului va avea o variație de tensiune identică cu simetricul său față de această axă. Dacă, spre exemplu, tensiunea u_{oa} va crește, același lucru se va întîmpla și cu u_{ob}, adică *diferența de tensiune între colectoarele tranzistoarelor nu se modifică.* Deși tensiunea aplicată la intrare variază, această variație nu se transmite la bornele rezistenței de sarcină R_L.

2) $u_{ia} = -u_{ib}$. Pe intrarea *b* se aplică o tensiune egală și de semn contrar cu tensiunea aplicată pe intrarea *a*. Aceasta înseamnă că punctele simetrice față de AA' au variații de potențial opuse. Ca urmare, și în colectoarele tranzistoarelor se va produce același lucru, respectiv vor apărea variații de tensiune egale și de semn contrar. Punctele situate pe axa AA' nu își vor modifica potențialele. La ieșire, între colectoarele tranzistoarelor se va obține o variație de tensiune corespunzătoare variației aplicate la intrare.

Din cele analizate se poate trage concluzia că acest amplificator are proprietatea de a fi insensibil la variații de potențial simetrice față de axa AA'. Mai mult, variații simetrice de parametri vor produce variații simetrice de tensiune, care nu vor influența ieșirea. Spre exemplu, dacă se modifică temperatura ambiantă, se vor modifica simultan cele două tensiuni bază-emitor, U_{BE1} și U_{BE2}. Variația lor fiind în același sens, deci simetrică față de axa AA', nu va apărea la ieșire, și ca urmare circuitul nu va fi sensibil la modificarea acestui parametru.

Simetria perfectă a circuitului presupusă anterior nu este posibil de realizat, însă reducerea sensibilității tensiunii de ieșire față de variația temperaturii sau a tensiunii de alimentare este substanțială. Dacă pentru un tranzistor, variația lui U_{BE} cu temperatura este de —2,2 mV/°C, pentru un montaj diferențial la care împerecherea tranzistorilor este bună variația tensiunii diferențiale de intrare $u_{BE1} - u_{BE2}$ cu temperatura este de circa 6 μV/°C, ceea ce înseamnă o reducere de 300 ori.

Utilizarea efectelor pozitive ale simetriei înseamnă însă în același timp dublarea numărului de componente necesare realizării unui etaj de amplificare.

3.4.2.2. Calculul amplificării

Să analizăm în continuare caracteristica de transfer și amplificarea unui etaj diferențial. Se consideră circuitul din figura 3.36. Suma curenților de emitor ai celor două tranzistoare este constantă, în emitoare fiind conectat generatorul de curent constant $2I_0$.

Pentru acest circuit se pot scrie relațiile :

$$I_0 + i \cong \alpha i_{E1} \cong \alpha I_s e^{u_{BE1}/U_T} ;$$

$$I_0 - i \cong \alpha i_{E2} \cong \alpha I_s e^{u_{BE2}/U_T} ;$$

$$i_{E1} + i_{E2} = 2I_0 ;$$

$$u_{od} = R_c(I_0 + i) - R_c(I_0 - i) = 2R_c \cdot i ;$$

$$u_{id} = u_{BE1} - u_{BE2}$$

(U_T este tensiunea termică).

Din aceste relații rezultă dependența dintre tensiunea diferențială de ieșire u_{od} și tensiunea diferențială de intrare u_{id} :

$$u_{od} = 2I_0 R_c \text{th} \frac{u_{id}}{2U_T}. \qquad (3.18)$$

Aceasta este expresia caracteristicii de transfer diferențiale a acestui etaj de amplificare. Ea este reprezentată în figura 3.36, *b*.

În cazul cînd variațiile de semnal de intrare sînt de valori mici, situate în jurul originii, se poate defini *amplificarea etajului diferențial :*

$$A_{dd} = \frac{\Delta u_{od}}{\Delta u_{id}}. \qquad (3.19)$$

Valoarea acestei amplificări este chiar panta tangentei în origine la caracteristica de transfer. Valoarea ei se obține din relația (3.18), aproximînd tangenta hiperbolică cu argumentul său. Rezultă deci :

$$A_{dd} = \frac{R_c I_0}{U_T}. \qquad (3.20)$$

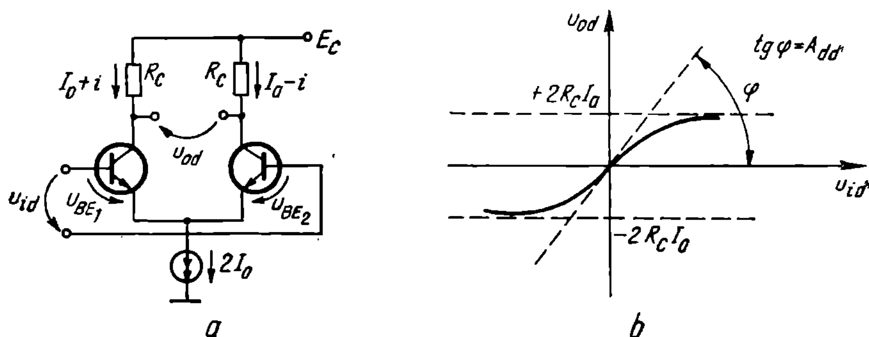


Fig. 3.36. Amplificator diferențial cu generator de curent constant în emitoare : *a* — schema de principiu ; *b* — caracteristica de transfer intrare-ieșire.

După cum se observă, amplificarea depinde de valoarea curentului prin generatorul de curent constant. Această proprietate permite utilizarea etajului de amplificare diferențial în circuite de multiplicare analogică. Tensiunea de ieșire pentru un amplificator diferențial lucrînd liniar este:

$$u_{od} = \frac{R_c I_0}{U_T} u_{id}.$$

Dacă facem ca I_0 să fie proporțional cu o tensiune de intrare u_y, atunci

$$I_0 = G \cdot u_y$$

și

$$u_{od} = R_c \cdot G \frac{u_y \cdot u_{id}}{U_T}, \tag{3.21}$$

ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire este proporțională cu produsul dintre tensiunea u_{id} și u_y.

În încheiere trebuie menționat că etaje de amplificare diferențiale se pot realiza și cu tranzistoare bipolare de tip *pnp*, precum și cu tranzistoare cu efect de cîmp.

3.5. AMPLIFICATOARE CU REACȚIE

3.5.1. PRINCIPIUL REACȚIEI

Reacția constă în preluarea unei părți bine determinate din semnalul de ieșire al amplificatorului și aducerea acesteia la intrare. Semnalul de intrare în amplificator va fi o combinație între semnalul aplicat la intrare și cel adus pe calea de reacție.

Schema generală a unui amplificator cu reacție este redată în figura 3.37. Mărimile de intrare și ieșire sînt reprezentate în complex, analiza făcîndu-se în regim permanent sinusoidal.

Atenuatorul de precizie, care constituie rețeaua de reacție, furnizează la ieșirea sa conectată la borna minus a comparatorului, o parte f a semnalului $\underline{X}_0$ de la ieșirea amplificatorului.

Semnalul de intrare în amplificator va fi

$$\underline{X}_\varepsilon = \underline{X}_i - f\underline{X}_0.$$

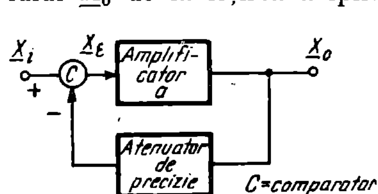


Fig. 3.37. Principiul reacției.

Se pune întrebarea în ce măsură această legătură ieșire-intrare făcută în exteriorul amplificatorului va modifica performanțele acestuia. Să calculăm semnalul de ieșire $\underline{X}_0$:

$$\underline{X}_0 = \underline{a} \cdot \underline{X}_\varepsilon = \underline{a}(\underline{X}_i - f\underline{X}_0),$$

unde $\underline{a}$ este factorul de amplificare al circuitului fără reacție. Din această ecuație rezultă $\underline{X}_0$:

$$\underline{X}_0 = \frac{\underline{a}}{1 + \underline{a}\cdot\underline{f}}\,\underline{X}_i.$$

Dacă considerăm ansamblul format din amplificator și rețeaua de reacție ca fiind un nou amplificator (cu reacție), factorul de transfer al acestuia va fi :

$$\underline{A} = \frac{\underline{X}_0}{\underline{X}_i} = \frac{\underline{a}}{1 + \underline{a}\cdot\underline{f}}. \qquad (3.22)$$

Dacă amplificarea circuitului fără reacție $|\underline{a}|$ este suficient de mare, semnalul de eroare $x_\varepsilon(t)$ de la intrarea amplificatorului va fi mic, astfel că practic semnalul adus prin rețeaua de reacție va tinde să egaleze semnalul de intrare. Ca urmare, putem scrie :

$$|\underline{a}| \to \infty \Rightarrow |\underline{X}_i - f\underline{X}_0| \cong 0 \Rightarrow \underline{A} = \frac{1}{\underline{f}}, \qquad (3.23)$$

rezultat care se poate obține și din relația (3.22) făcînd $|\underline{a}| \to \infty$. Rezultatul este foarte important. *Factorul de amplificare global al circuitului este inversul factorului de atenuare al rețelei de reacție.* Întrucît rețeaua de reacție are o atenuare precisă, factorul de amplificare global va fi și el foarte precis și *nu depinde* de amplificarea circuitului inițial, respectînd bineînțeles condiția ca $|\underline{a}|$ să fie foarte mare. Mai precis, aceasta poate fi formulată urmărind numitorul relației (3.22), și anume va trebui ca :

$$|\underline{a}\cdot\underline{f}| \gg 1. \qquad (3.24)$$

Precizia factorului de amplificare global se conservă și în cazul cînd amplificarea inițială $\underline{a}$ își schimbă valoarea, dacă condiția (3.24) este respectată. Tot din relația (3.24) se vede că factorul de amplificare global care se obține este mult mai mic decît amplificarea inițială a circuitului. Pierderea în amplificare este compensată de precizia factorului de amplificare, de independența sa față de amplificatorul inițial. Această proprietate se numește *desensibilizare.*

Notațiile $x_i(t)$ și $x_0(t)$ folosite pentru semnalele de intrare și ieșire pot fi tensiuni sau curenți. Este însă necesar ca cele două semnale de intrare, $x_i(t)$ și $fx_0(t)$, să fie de aceeași natură, astfel ca operația de scădere a lor să fie posibilă.

3.5.2. EFECTELE REACȚIEI ASUPRA NELINIARITĂȚILOR AMPLIFICATORULUI

Să considerăm de data aceasta amplificatorul de tensiune a_u cu rețeaua de reacție f_u din figura 3.38.

Factorul de transfer global al acestui amplificator cu reacție pentru zona liniară de funcționare va fi :

$$A_u = \frac{u_0}{u_i} = \frac{a_u}{1 + f_u\cdot a_u}.$$

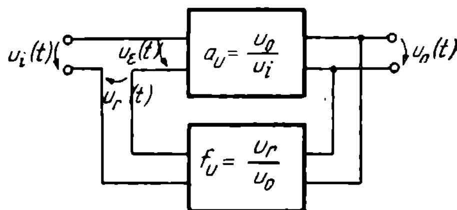


Fig. 3.38. Amplificator de tensiune cu reacție.

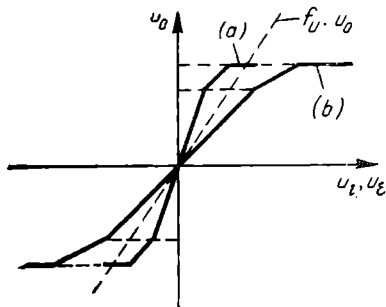


Fig. 3.39. Influența reacției asupra neliniarităților amplificatorului.

Să presupunem că în timp ce semnalul de intrare $u_i(t)$ rămîne constant, amplificarea a_u a circuitului de bază crește dintr-un motiv oarecare. Ca urmare, tensiunea la ieșire u_0 va crește și deci tensiunea u_r crește. Întrucît u_i este constant, u_ε va scădea fiind diferența dintre u_i și u_r, ceea ce va avea asupra lui u_o un efect contrar celui produs de creșterea amplificării. În acest caz, cei doi factori de transfer a_u și f_u au același semn, produsul lor fiind pozitiv și *reacția* se numește *negativă*.

Dacă dimpotrivă, produsul $a_u f_u$ este negativ, *reacția* este *pozitivă*. În cazul reacției pozitive, o creștere a amplificării a_u va produce o creștere a tensiunii u_0 care la rîndul ei va duce la *scăderea* tensiunii u_r (s-a considerat $a_u > 0$ și $f_u < 0$), ceea ce va determina o creștere a tensiunii u_ε. Efectul asupra tensiunii de ieșire va fi o creștere și mai accentuată a acesteia. Dacă sînt îndeplinite anumite condiții, un astfel de circuit va putea furniza semnal de ieșire chiar și în absența semnalului de intrare. Circuitul avînd această proprietate se numește *oscilator.*

Pentru amplificatorul din figura 3.38 se pot scrie relațiile :

$$u_i = u_\varepsilon + f_u \cdot u_o = u_i\big|_{f_u=0} + f_u \cdot u_o. \tag{3.24}$$

Dacă considerăm drept caracteristică de transfer intrare-ieșire a amplificatorului curba *a* din figura 3.39, atunci caracteristica de transfer pentru amplificatorul cu reacție se va obține însumînd pe orizontală pentru o anumită tensiune u_o, la valoarea tensiunii de intrare corespunzătoare, segmentul $f_u \cdot u_o$.

Caracteristica de transfer care se obține este curba *b*. Așa cum se observă și din figură (și se poate stabili prin calcul), modificarea de pantă (neliniaritatea amplificatorului) *este procentual mai redusă* pentru curba *b* decît pentru curba *a*. Deci reacția are rolul de a reduce neliniaritățile amplificatorului.

3.5.3. EFECTUL REACȚIEI ASUPRA DISTORSIUNILOR

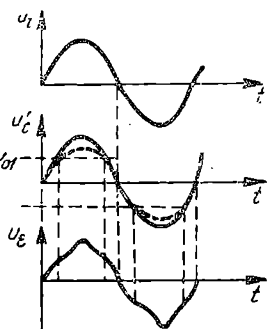


Fig. 3.40. Influența reacției asupra distorsiunilor.

Să aplicăm amplificatorului din figura 3.38, avînd caracteristica de transfer din figura 3.39, un semnal de intrare sinusoidal. Semnalul de ieșire în cazul în care $f_u = 0$ (nu există reacție) este reprezentat în figura 3.40. Abaterea de la forma sinusoidală (reprezentată plin) a acestui semnal are drept cauză neliniaritatea caracteristicii de transfer.

În cazul amplificatorului cu reacție ($f_u \neq 0$), tensiunea de intrare propriu-zisă în amplificator este

$$u_\varepsilon = u_i - f_u \cdot u_o.$$

În momentul cînd tensiunea de ieşire u_o depăşeşte valoarea de prag u_{o1}, creşterea acesteia cu tensiunea de intrare este mai puţin pronunţată. Acest lucru face ca tensiunea aplicată la bornele de intrare ale amplificatorului, u_ε, să crească faţă de situaţia cînd $u_o < u_{o1}$. Acest lucru va însemna însă creşterea tensiunii u_o şi deci tendinţa de a compensa scăderea ei datorată neliniarităţii caracteristicii de transfer. Ca urmare, tensiunea de ieşire în cazul cînd amplificatorul are reacţie este mai puţin distorsionată decît în cazul unui amplificator fără reacţie.

3.5.4. TIPURI DE REACŢIE ŞI INFLUENŢA REACŢIEI ASUPRA PARAMETRILOR DE INTRARE ŞI IEŞIRE

Pentru a stabili influenţa reacţiei asupra impedanţei de intrare sau de ieşire a unui amplificator, este necesară precizarea semnalelor de ieşire şi intrare şi a felului acestora. Se pot întîlni patru tipuri de reacţii (fig. 3.41).

a. **Reacţia serie-serie.** În figura 3.41, *a* este reprezentată reacţia de tip serie-serie, ceea ce înseamnă că la intrare semnalul de reacţie se aplică în serie cu cel de intrare, iar la ieşire cei doi cuadripoli, amplificatorul şi reţeaua de reacţie, sînt de asemenea conectaţi în serie. Acest mod de conectare face ca la intrare mărimile ce se compară să fie tensiuni, iar la ieşire mărimea cu care este proporţională tensiunea de reacţie u_r să fie curent.

Factorul de transfer al amplificatorului, definit de relaţia $\underline{a}_y = \frac{\underline{I}_o}{\underline{U}_\varepsilon}$, va fi deci o admitanţă de transfer, iar factorul de transfer al reţelei de reacţie $\underline{f}_z = \frac{\underline{U}_r}{\underline{I}_o}$ este o impedanţă de transfer. Factorul de transfer al întregului circuit va fi de asemenea o *admitanţă de transfer*.

$$\underline{A}_y = \frac{\underline{I}_o}{\underline{U}} = \frac{\underline{a}_y}{1 + \underline{f}_z \cdot \underline{a}_y}.$$

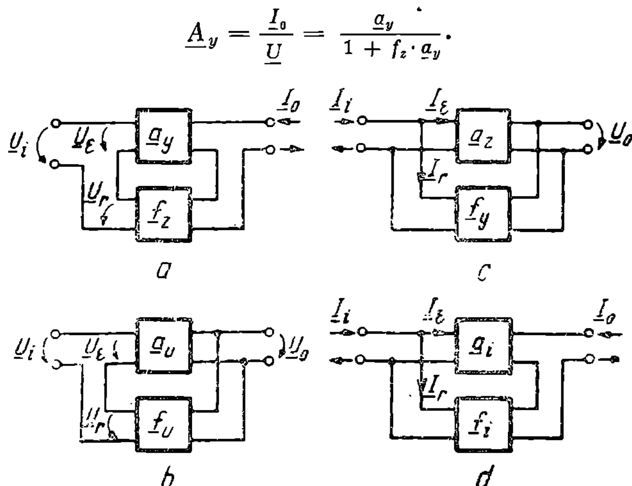


Fig. 3.41. Tipuri de reacţii în amplificatoare:
a — serie-serie; *b* — serie-paralel; *c* — paralel-paralel; *d* — paralel-serie.

b. Reacția serie-paralel. În figura 3.41, *b* este reprezentată reacția de tip serie-paralel (cuadripoli conectați în serie la intrare și în paralel la ieșire).

Pentru această configurație putem scrie:

$$\underline{a}_u = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_\varepsilon}; \; \underline{f}_u = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_0};$$

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_i} = \frac{\underline{a}_u}{1 + \underline{f}_u \cdot \underline{a}_u}.$$

Amplificatorul cu reacție este un *amplificator de tensiune.*

c. **Reacția paralel-paralel.** Reacția paralel-paralel din figura 3,41 *c*, va fi definită de relațiile:

$$\underline{a} = \frac{\underline{U}_0}{\underline{I}_\varepsilon}; \; \underline{f}_y \frac{\underline{I}_r}{\underline{U}_0}; \quad \underline{A}_z = \frac{\underline{U}_0}{\underline{I}_i} = \frac{\underline{a}_z}{1 + \underline{a}_z \underline{f}_y}.$$

Amplificatorul cu reacție este o *impedanță de transfer.*

d. **Reacția paralel-serie.** În final, pentru conexiunea din figura 3.41, *d*, se observă că este vorba de reacție paralel-serie, iar factorul de transfer al amplificatorului este o *amplificare în curent:*

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_0}{\underline{I}_i} = \frac{\underline{a}_i}{1 + \underline{f}_i \cdot \underline{a}_i}.$$

După cum se poate vedea, factorii de transfer cu reacție și fără reacție sînt de aceeași natură. În cazul unor factori de transfer de tip admitanță sau impedanță de transfer, factorul de transfer al rețelei de reacție este opusul factorului de transfer al amplificatorului.

e. **Influența reacției asupra impedanței de intrare.** Să considerăm o **conexiune serie la intrare,** ca în figura 3.42, *a*.

Impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție este definită de relația:

$$\underline{Z}'_{is} = \frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i} = \frac{\underline{U}_\varepsilon + \underline{U}_r}{\underline{I}_i}. \tag{3.25}$$

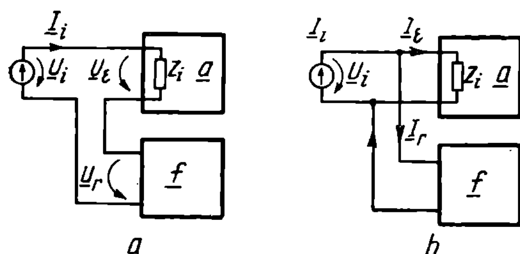


Fig. 3.42. Influența reacției asupra impedanței de intrare:
a — reacție serie la intrare; *b* — reacție paralel la intrare.

Curentul de intrare $\underline{I}_i$ este dat de relația

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{U}_\varepsilon}{\underline{Z}_i},$$

unde $\underline{Z}_i$ este impedanța de intrare a amplificatorului fără reacție. Pe de altă parte :

$$\underline{U}_r = \underline{a}\underline{f}\underline{U}_\varepsilon$$

și deci rezultă

$$\underline{Z}'_{is} = \underline{Z}_i(1 + \underline{af}). \qquad (3.26)$$

Această relație arată că *impedanța de intrare este mărită de* $(1+\underline{af})$ ori. Folosind reacția, se pot obține măriri ale impedanței de intrare de ordinul sutelor și miilor.

De exemplu, un amplificator care are factor $(1 + \underline{af}) = 100$ și o impedanță de intrare de 1 kΩ fără reacție, va prezenta la intrare o impedanță de 100 kΩ.

În cazul conexiunii paralel, se poate face un calcul similar și impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție va fi :

$$\underline{Z}'_{ip} = \frac{\underline{Z}_i}{1 + \underline{af}}. \qquad (3.27)$$

Impedanța de intrare la reacția paralel este micșorată substanțial de reacție. Se observă din cele două situații prezentate în figura 3.42, că impedanța de intrare nu este influențată de modul de conectare la ieșire a celor doi cuadripoli.

3.5.5. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Aplicarea principiului reacției în cazul amplificatoarelor de curent continuu a dus la constituirea unei categorii aparte de amplificatoare, numite amplificatoare operaționale. Realizarea acestor amplificatoare sub forma unor circuite integrate, cu performanțe din ce în ce mai ridicate, a dus la lărgirea extrem de rapidă a domeniului de utilizare a acestora. Actualmente puține scheme de aparatură electronică nu conțin amplificatoare operaționale.

Amplificatorul operațional ideal *este un amplificator de curent continuu*, simbolizat ca în figura 3.43 și *având următoarele proprietăți :*

— tensiunea de ieșire din amplificator este dată de relația

$$u_0 = \lim_{A \to \infty} A(u_i^+ - u_i^-) ;$$

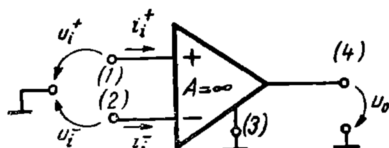


Fig. 3.43. Simbolul amplificatorului operațional.

— tensiunea de ieșire este nulă pentru $u_i^+ = u_i^-$;

— curenții de intrare în amplificator sînt nuli:

$$i_i^+ = i_i^- = 0;$$

— impedanța de ieșire este nulă;

— amplificarea este constantă, indiferent de frecvența semnalului aplicat.

După cum se vede din figura 3.43, amplificatorul are patru borne nelegate între ele. Una dintre bornele de ieșire este considerată ca referință. În general, alimentarea unor astfel de amplificatoare se face de la două surse de curent continuu care furnizează tensiuni pozitive și negative.

3.5.5.1. **Parametrii**

Amplificatoarele operaționale reale au proprietăți diferite de ale celui ideal. Vom da în continuare cîțiva dintre **principalii parametri.**

a) **Amplificarea diferențială în buclă deschisă.** Conform definiției amplificatorului ideal, amplificarea trebuie să fie infinită și constantă cu frecvența. Acest lucru este practic imposibil de realizat. Amplificarea va avea o valoare finită și va fi dependentă de frecvență. Din motive de ordin practic privind utilizarea amplificatoarelor operaționale, caracteristica de frecvență a acestora se prezintă ca în figura 3.44. Amplificarea diferențială în buclă deschisă reprezintă tocmai valoarea A_0. Este deci amplificarea în curent continuu, considerată ca fiind raportul dintre semnalul măsurat la ieșire (între bornele *3*, *4*) și cel aplicat la intrare (între bornele *1*, *2*). Se poate scrie deci:

$$A_0 = \frac{u_0}{\Delta(u_i^+ - u_i^-)} \text{ pentru } \omega \ll \omega_0.$$

Valoarea lui A_0 este cuprinsă între 10^3 și 10^6.

b) **Tensiunea de decalaj la intrare.** Acest parametru caracterizează abaterea unui amplificator operațional real de la condiția de tensiune nulă la ieșire pentru $u_i^+ = u_i^-$. Tensiunea de decalaj la intrare *(tensiune de offset)* reprezintă tensiunea care trebuie aplicată între intrările *1*, *2* ale amplificatorului pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero. Deci:

$$u_{offset} = (u_i^+ - u_i^-)\big|_{u_0=0}$$

Valoarea acestei tensiuni este de ordinul milivolților.

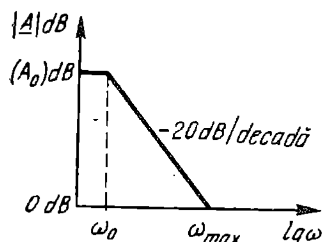


Fig. 3.44. Caracteristica de frecvență a unui amplificator operațional.

c) **Curenții de polarizare la intrare.** Etajele de intrare ale amplificatoarelor operaționale reale în general absorb un curent de la sursa de semnal. Curenții de intrare vor fi diferiți de zero, avînd valori cuprinse între 500 nA și cîțiva nanoamperi, în funcție de construcția amplificatorului.

Printre parametrii amplificatoarelor operaționale se numără și **variația cu temperatura a tensiunii de offset de intrare, variația cu temperatura a curenților de polarizare** și alții. Definițiile acestor parametri pot fi găsite în lucrări dedicate amplificatoarelor operaționale.

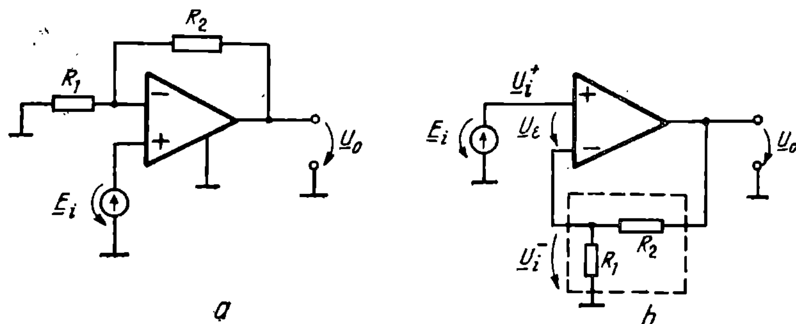


Fig. 3.45. Amplificator neinversor cu *AO* ;
a — schema de principiu ; *b* — amplificatorul și rețeaua de reacție.

3.5.5.2. Principalele aplicații ale amplificatoarelor operaționale

a) **Amplificator neinversor.** Schema unui astfel de circuit este dată în figura 3.45, *a*. După cum se vede, amplificatorul este un amplificator cu reacție, rezistențele R_1, R_2 constituind rețeaua de reacție. Din figura 3.45, *b* se poate observa că este vorba de o reacție tip serie-paralel.

Tensiunea de ieșire $\underline{U}_0$ poate fi calculată în funcție de tensiunea de intrare fie folosind principiul reacției, fie direct. Se pot scrie următoarele relații :

$$\underline{U}_0 = A \cdot \underline{U}_\varepsilon = A(\underline{U}_i^+ - \underline{U}_i^-) ;$$

$$\underline{U}_i^+ = \underline{E}_i ;$$

$$\underline{U}_i^- = \underline{U}_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} .$$

Eliminînd $\underline{U}_i^+$ și $\underline{U}_i^-$ rezultă :

$$\underline{U}_0 = \frac{A}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A} \underline{U}_i .$$

În cazul cînd amplificatorul operațional este ideal ($A \to \infty$) :

$$\underline{U}_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \underline{U}_i ,$$

adică factorul de amplificare global este determinat numai de alegerea rezistențelor R_1 și R_2.

Dacă dorim ca amplificarea să fie, de exemplu, 10, trebuie ca $R_2/R_1 = 9$.

b) **Amplificator inversor.** Schema unui astfel de amplificator este dată în figura 3.46. Valoarea tensiunii de ieșire se poate deduce și astfel : deoarece tensiunea de ieșire are o valoare finită și este dată de relația $\underline{U}_0 = A \cdot \underline{U}_\varepsilon$, dacă $A \to \infty$ trebuie ca $|\underline{U}_\varepsilon| \to 0$, deci vom avea $\underline{U}_i^+ = \underline{U}_i^- = 0$. În acest caz, putem scrie :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_i}{R_1} \text{ și } \underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_0}{R_2} .$$

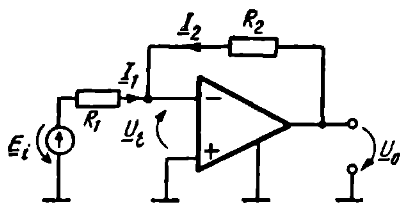


Fig. 3.46. Amplificator inversor cu *AO*.

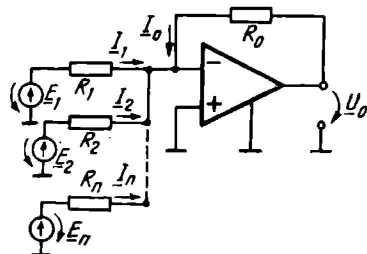


Fig. 3.47. Sumator cu *AO*.

De asemenea, deoarece $\underline{I}_i = 0$, avem $\underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 0$.
De aici rezultă :

$$\frac{\underline{U}_0}{R_2} + \frac{\underline{E}_i}{R_1} = 0 \text{ și deci } \underline{U}_0 = -\frac{R_2}{R_1}\underline{E}_i.$$

Factorul de transfer al unui amplificator operațional în conexiunea inversoare este deci $\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$.

c) **Sumator elementar.** Să considerăm schema din figura 3.47. Dacă facem un raționament analog cu cel anterior, putem scrie relația :

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \ldots + \underline{I}_n + \underline{I}_0 = 0$$

Dar

$$\underline{I}_k = \frac{\underline{E}_k}{R_k} \text{ pentru } k = 1\ldots n$$

și

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{U}_0}{R_0}.$$

Rezultă deci :

$$\underline{U}_0 = -\frac{1}{R_0}\sum_{k=1}^{n} R_k\underline{E}_k.$$

Tensiunea de eroare este o sumă ponderată a tensiunilor de intrare $\underline{E}_1 \ldots \underline{E}_n$, ponderile fiind $-R_k/R_0$.

d) **Integrator** (fig. 3.48). Să analizăm în continuare schema unui circuit de integrare cu amplificator operațional. Folosind proprietatea că $\underline{U}_i^+ - \underline{U}_i^- = 0$, rezultă

$$\frac{\underline{E}_i}{R} + \mathrm{j}\omega C\underline{U}_0 = 0.$$

De aici :

$$\underline{U}_0 = -\frac{1}{\mathrm{j}\omega CR}\underline{E}_i.$$

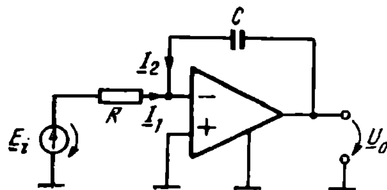


Fig. 3.48. Circuit integrator cu *AO*.

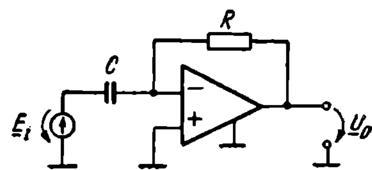


Fig. 3.49. Circuit de derivare cu *AO*.

Această relație în complex reprezintă o dependență în domeniul timp între e_i și u_0 de forma :

$$u_0 = -\frac{1}{RC}\int e_i(t)\mathrm{d}t,$$

adică tensiunea de ieșire este integrala tensiunii de intrare.

e) **Derivator.** Printr-o schemă analoagă se poate obține un circuit de derivare (fig. 3.49). Tensiunea de ieșire va fi :

$$\underline{U}_0 = -\mathrm{j}\omega CR\underline{E}_i$$

adică :

$$u_0 = -RC\frac{\mathrm{d}e_i(t)}{\mathrm{d}t}.$$

f) **Convertor tensiune-curent.** Acest circuit realizează transformarea unei tensiuni date într-un curent printr-o rezistență de sarcină. Schema de principiu cea mai simplă este dată în figura 3.50 și este asemănătoare cu cea a amplificatorului inversor cu deosebirea că ieșirea o reprezintă rezistența R_2. După cum se vede curentul prin rezistența R_s este independent de valoarea acestei rezistențe deci este un curent constant independent de sarcină, el fiind stabilit de valoarea tensiunii de intrare și a rezistenței R_1: $\underline{I}_0 = \frac{\underline{E}_1}{R_1}$.

g) **Amplificator cu intrare diferențială.** Combinînd schemele inversoare și neinversoare se poate obține un amplificator cu intrare diferențială ca în figura 3.51. Tensiunea de ieșire se poate obține aplicînd principiul suprapunerii efectelor :

$$\underline{U}_0 = \underline{E}_2\frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \underline{E}_1\frac{R_2}{R_1}.$$

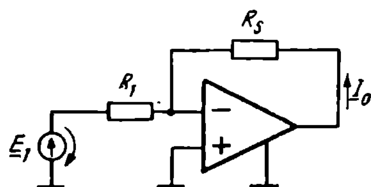


Fig. 3.50. Convertor tensiune-curent cu *AO*.

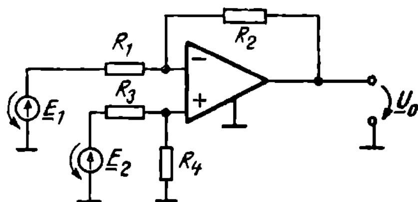


Fig. 3.51. Amplificator cu intrare diferențială cu *AO*.

Primul termen reprezintă componenta dată de $\underline{E}_2$, iar al doilea pe cea dată de $\underline{E}_1$.
În cazul cînd

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3},$$

tensiunea de ieşire va fi :

$$\underline{U}_0 = \frac{R_2}{R_1}(\underline{E}_2 - \underline{E}_1).$$

Tensiunea de ieşire este proporţională cu diferenţa tensiunilor de intrare, adică amplificatorul se comportă ca avînd intrare diferenţială faţă de cele două tensiuni, $\underline{E}_1$ şi $\underline{E}_2$.

CAPITOLUL 4

OSCILATOARE ELECTRONICE[1]

4.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Oscilatoarele electronice reprezintă o clasă de circuite electronice neliniare care generează semnale electrice (curent/tensiune) cu o lege de variaţie în timp aproape sinusoidală, utilizînd în acest scop, parţial, puterile de curent continuu livrate de sursele de alimentare în curent continuu.

4.1.1. CARACTERISTICI GENERALE

Parametrii principali care caracterizează performanţele oscilatoarelor electronice sînt:

— frecvenţa de autooscilaţie;
— amplitudinea de autooscilaţie;
— impedanţa de ieşire a sursei echivalente;
— impedanţa de sarcină în care debitează;
— stabilitatea frecvenţei de autooscilaţie;
— stabilitatea amplitudinii de oscilaţie;
— distorsiunile neliniare ale semnalelor generate;
— posibilitatea reglării frecvenţei de autooscilaţie;
— posibilitatea generării semnalelor polifazate;
— tensiunea şi curentul de alimentare;
— randamentul de transformare a puterii de curent continuu în putere de curent alternativ.

Oscilatoarele electronice realizate cu un singur element activ pot asigura performanţe ridicate numai la cîţiva dintre parametrii enumeraţi, alegerea acestor parametri fiind determinată de cerinţele specifice impuse de aplicaţia în care se utilizează oscilatorul.

[1] În literatura de specialitate străină se mai utilizează denumirea „oscilatoare electronice aproape sinusoidale".

Asigurarea unor performanţe ridicate la mai mulţi parametri conduc la cerinţe contradictorii, rezolvabile prin împărţirea funcţiunilor pe mai multe etaje funcţionale, ceea ce determină, de obicei, creşterea costului. Astfel, un oscilator de putere cu o mare stabilitate a frecvenţei şi amplitudinii de oscilaţie şi cu distorsiuni neliniare mici cuprinde un oscilator de mare stabilitate cu limitare cuasiliniară a amplitudinii de oscilaţie, urmat de un amplificator liniar de putere.

4.1.2. DOMENII DE UTILIZARE

Oscilatoarele electronice sînt utilizate în multe aplicaţii industriale. În figura 4.1, oscilatorul electronic *O* alimentează puntea tensometrică *P*, folosită pentru determinarea eforturilor statice şi dinamice în sistemele mecanice. Oscilatorul electronic de frecvenţă fixă, diferită de frecvenţa reţelei, trebuie să asigure o bună stabilitate a frecvenţei şi amplitudinii de oscilaţie, distorsiuni neliniare mici şi o impedanţă de ieşire mică. Lucrînd la nivele mici de putere, problema randamentului nu este importantă.

Schema bloc a unui sistem de transmitere la distanţă a unei poziţii unghiulare cu ajutorul selsinelor este dată în figura 4.2.

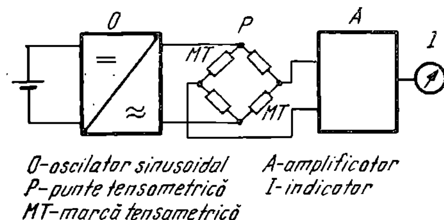


Fig. 4.1. Măsurarea eforturilor mecanice.

Pentru reducerea dimensiunilor selsinelor, oscilatorul electronic livrează tensiune alternativă de 400 Hz. În această aplicaţie trebuie să se asigure o bună stabilitate a frecvenţei, conţinut redus de armonici şi un randament cît mai bun.

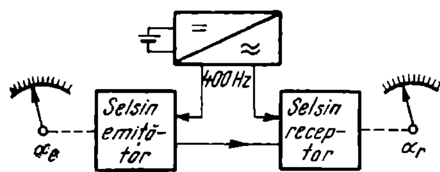


Fig. 4.2. Teletransmisie de poziţie unghiulară.

Alimentarea servomotoarelor de mică putere polifazate necesită surse de alimentare alternative polifazate, realizabile cu ajutorul unor oscilatoare polifazate. În unele aplicaţii pentru reglarea turaţiei este necesar ca frecvenţa oscilatorului polifazat să poată fi modificată în limite largi, eventual printr-o tensiune continuă.

În figura 4.3 este reprezentată schema bloc a unei instalaţii de călire superficială prin curenţi de înaltă frecvenţă.

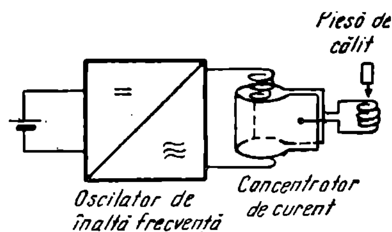


Fig. 4.3. Încălzire superficială prin curenţi induşi.

Oscilatorul utilizat trebuie să asigure în special un randament ridicat de transformare a puterii absorbite de la sursa de alimentare de curent continuu în putere alternativă de înaltă frecvenţă.

4.2.1. CARACTERIZAREA SISTEMELOR OSCILANTE LINIARE DE ORDINUL 2

Oscilații libere apar în general în sisteme fizice descrise de ecuații diferențiale de ordin superior. Considerînd un sistem fizic în care o mărime x este descrisă de ecuația diferențială liniară de ordinul doi cu coeficienți constanți (4.1), soluția generală (4.3) este dată de o sumă de exponențiale în care coeficienții timpului t din exponent sînt rădăcinile ecuației caracteristice (4.2).

$$x'' + 2\xi\omega_0 x' + \omega_0^2 = 0 ; \tag{4.1}$$

$$a^2 + 2\xi\omega_0 a + \omega_0^2 = 0 ;\ a_{1,2} = -\xi\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1-\xi^2} ; \tag{4.2}$$

$$x = c_1 e^{a_1 t} + c_2 e^{a_2 t} = c e^{-\xi\omega_0 t}\cos(\omega_0\sqrt{1-\xi^2 t} + \varphi). \tag{4.3}$$

Constantele c și φ din expresia lui x sînt determinate de condițiile inițiale ale sistemului. În figura 4.4 sînt reprezentate legile de variație în timp a mărimii x pentru trei valori distincte ale *coeficientului de amortizare* ξ(—0,05 ; 0 ; 0,05).

În funcție de semnul părții reale a rădăcinii ecuației caracteristice, oscilațiile libere rezultate au amplitudini descrescătoare sau crescătoare în timp. *Pentru* ξ *pozitiv* se obțin *oscilații armonice amortizate*, cum este cazul unui circuit oscilant pasiv *RLC* din figura 4.5.

În decursul transformării periodice a energiei electrice a cîmpului electric dintre armăturile condensatorului în energia magnetică a cîmpului magnetic creat de bobină și invers, o parte a acestei energii se consumă irever-

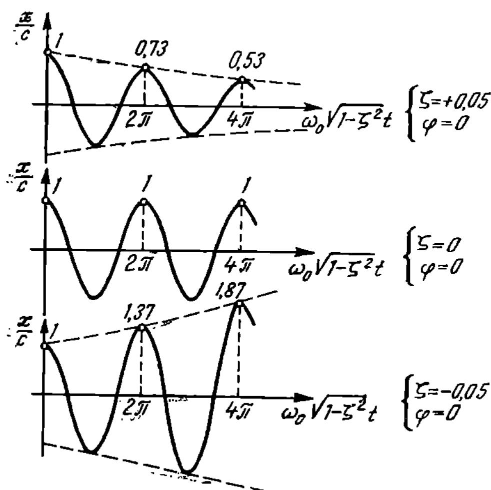
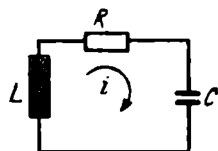


Fig. 4.4. Soluția generală normalizată a ecuației (4.1).



a

$$i'' + 2\zeta\omega_0 i' + \omega_0^2 i = 0$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} ;\ \zeta = \frac{1}{2Q_0} ;$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$$ – factor de calitate

b

Fig. 4.5. Circuitul oscilant *RLC* amortizat: *a* – circuitul *RLC*; *b* – ecuația diferențială care dă curentul prin circuit.

sibil prin efect termic în rezistorul R, rezultînd oscilaţii armonice amortizate, cu o frecvenţă apropiată de frecvenţa de rezonanţă a circuitului.

Pentru ξ *negativ* se obţin *oscilaţii armonice cu amplitudini exponenţial crescătoare în timp*, oricît de mult, ceea ce pentru sistemele fizice reale ar însemna puteri şi energii oricît de mari. În realitate, asemenea sisteme fizice liniare nu există.

În cazul oscilatoarelor electronice, dispozitivele active (tuburi electronice, tranzistoare) pot fi modelate prin elemente de circuit liniare numai pe intervale limitate de valori ale tensiunilor şi curenţilor. La amplitudini mari de oscilaţie, modelul liniar caracterizat printr-o ecuaţie diferenţială liniară nu mai corespunde; comportarea este descrisă de o ecuaţie diferenţială neliniară, în care coeficienţii depind de valorile mărimilor ce intervin. Soluţia de regim permanent prezintă abateri de la legea de variaţie sinusoidală; în schimb amplitudinea oscilaţiilor se stabilizează.

4.2.2. FUNCŢII DE REŢEA

Circuitele electrice liniare cu sau fără surse comandate pot fi descrise cu ajutorul unor *funcţii de reţea*. Aceste funcţii reprezintă raportul a două mărimi din acelaşi circuit electric şi pot fi de natura unor impedanţe, admitanţe sau adimensionale. Folosind imaginile operaţionale ale mărimilor electrice şi impedanţele operaţionale, funcţiile de circuit devin funcţii raţionale de variabila complexă s. Rădăcinile polinomului de la numitor, reprezentînd *polii funcţiei de reţea*, nu sînt altceva decît rădăcinile ecuaţiei caracteristice asociate ecuaţiei diferenţiale liniare, care descrie circuitul electric.

4.2.2.1. Funcţii de reţea pentru circuite electrice pasive

În cazul circuitelor electrice cu elemente R, L, C pasive, liniare, fără surse comandate, toţi polii funcţiilor de reţea au partea reală negativă. Aplicarea unei perturbaţii la un circuit cu poli complex conjugaţi cu partea reală negativă conduce la oscilaţii armonice amortizate. După încetarea perturbaţiei, circuitul revine în starea stabilă, iar soluţia generală se anulează în timp.

4.2.2.2. Funcţii de reţea pentru circuite electrice active

Funcţiile de reţea ale circuitelor liniare cu surse comandate pot prezenta poli complecşi şi în cazul în care intervin numai elemente pasive de tip R, C sau R, L, cu condiţia prezenţei a cel puţin două elemente pasive reactive, care să poată înmagazina energie.

Partea reală a polilor poate lua valori pozitive (coeficient de amortizare ξ negativ), ceea ce face posibilă apariţia de autooscilaţii aproape sinusoidale, cu frecvenţa determinată de partea imaginară a polilor.

Partea reală a polilor depinde în general de constantele de proporţionalitate ce intervin în expresiile surselor comandate. Oscilaţii armonice de amplitudine constantă se pot obţine dacă partea reală a polilor depinde de amplitudinea de oscilaţie.

La amplitudini mici, partea reală a polilor trebuie să fie pozitivă pentru a asigura amorsarea oscilațiilor, pentru valoarea dorită să se anuleze, iar pentru valori mai mari să fie negativă. Astfel, în orice schemă de oscilator electronic aproape sinusoidal trebuie să intervină cel puțin un element neliniar, care să asigure stabilirea și stabilizarea amplitudinii de oscilație.

4.2.3. CLASIFICAREA OSCILATOARELOR ELECTRONICE

Clasificarea oscilatoarelor electronice se face de obicei după natura elementelor active, respectiv pasive, utilizate.

a) **După elementele active** folosite, oscilatoarele se împart în următoarele tipuri :

— *oscilatoare cu rezistență dinamică negativă ;*

— *oscilatoare cu reacție (cu surse comandate).*

b) **După natura elementelor pasive** de circuit, care determină frecvența de autooscilație, oscilatoarele electronice sînt de două tipuri principale :

— *oscilatoare LC ;*

— *oscilatoare RC sau RL.*

Oscilatoarele *LC* asigură o stabilitate mai bună a frecvenței de oscilație și furnizează semnale cu conținut redus de armonici. În aplicații industriale sînt utilizate ca oscilatoare de putere în instalațiile de încălzire prin curenți de înaltă frecvență, ca surse de semnale sinusoidale în defectoscopia cu ultrasunete etc.

Oscilatoarele *RC* au o stabilitate mai redusă a frecvenței de oscilație ; în schimb, elementele pasive de circuit *RC* sînt mai adecvate lucrului la frecvențe joase. Ele asigură o bună reproductibilitate cu o tehnologie simplă și posibilitatea reglării frecvenței de oscilație într-o plajă largă de valori prin modificarea valorilor de rezistențe sau de capacități.

4.3. OSCILATOARE CU REZISTENȚĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ

Puterea necesară menținerii oscilațiilor într-un circuit rezonant cu pierderi *RLC* poate fi furnizată de un element activ de tip dipol, conectat în circuit, care pe caracteristica curent-tensiune prezintă o regiune de funcționare cu rezistență dinamică negativă.

Dispozitivele active cu rezistență dinamică negativă sînt de două tipuri :

— dispozitive VNR* ;

— dispozitive CNR**.

---

* VNR — Voltage controlled Negative Resistor — în traducere rezistență negativă controlată prin tensiune.

** CNR — Current controlled Negative Resistor — în traducere rezistență negativă controlată prin curent.

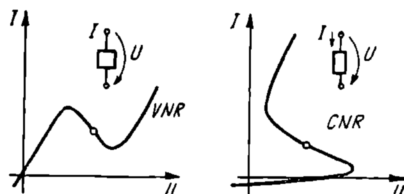


Fig. 4.6. Caracteristici de dipol cu rezistență dinamică negativă VNR și CNR.

Caracteristicile corespunzătoare sînt reprezentate în figura 4.6.

Tetroda și dioda tunel prezintă o caracteristică de dipol de tip VNR. Tranzistorul unijoncțiune prezintă la perechea de borne emitor-bază unu o caracteristică de tip CNR. Astfel de caracteristici se mai pot obține folosind amplificatoare cu reacție pozitivă.

Rezistența dinamică negativă se obține pentru excursii limitate de tensiune la dipolul VNR, respectiv excursii limitate de curent la dipolul CNR. Astfel, pentru obținerea unor oscilații întreținute dipolii VNR se conectează în paralel cu un circuit rezonant derivație și limitează amplitudinea tensiunii de autooscilație, în timp ce dipolii CNR se conectează în serie cu un circuit rezonant și limitează amplitudinea curentului de autooscilație din circuit.

Schemele de principiu a două oscilatoare armonice cu dipoli VNR, respectiv CNR, sînt reprezentate în figura 4.7 și figura 4.8.

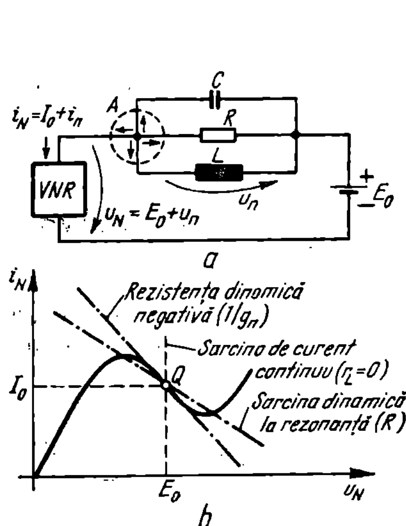


Fig. 4.7. Oscilator armonic cu circuit rezonant derivație și dipol VNR, cu polarizare în curent continuu de tip serie:
a — schema de principiu ; *b* — alegerea punctului static de funcționare și a dreptei de sarcină dinamice la rezonanță.

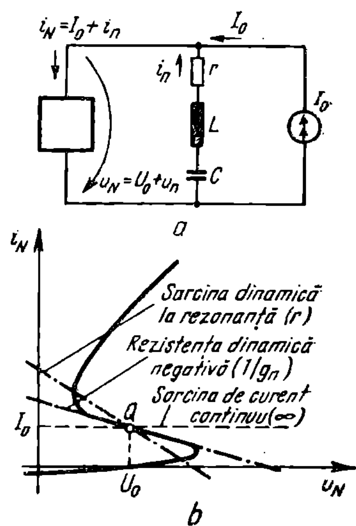


Fig. 4.8. Oscilator armonic cu circuit rezonant serie și dipol CNR, cu polarizare de tip paralel de la sursa de curent constant:
a — schema de principiu ; *b* — alegerea punctului de funcționare și a dreptei de sarcină dinamice la rezonanță.

4.4. OSCILATOARE CU REACȚIE

Oscilatoarele electronice cu reacție utilizează surse comandate de tensiune/curent, avînd ca semnale de intrare fracțiuni din semnalele de ieșire, obținute cu ajutorul rețelelor de reacție.

Drept surse de curent comandate se utilizează etaje simple de amplificare, cu tranzistor bipolar sau cu tranzistor cu efect de cîmp, în conexiunile cu emitor/sursă comun sau bază/grilă comună. În ambele cazuri, ieșirile (colector/drenă) se comportă ca un generator de curent comandat de tensiunea aplicată între perechile de borne de intrare emitor-bază, respectiv sursă-grilă.

Pentru un transfer de putere utilă cît mai mare la aceeași putere absorbită de perechea de borne de comandă, sursele comandate de curent trebuie să debiteze într-un circuit de mare impedanță. Așa se explică utilizarea aproape exclusivă a circuitului rezonant derivație în schemele de oscilatoare electronice *LC* cu un singur etaj.

Ca surse de tensiune comandate se utilizează amplificatoare de tensiune cu mai multe etaje de amplificare, cu impedanțe de ieșire de valoare scăzută și, mai ales la frecvențe joase, amplificatoare operaționale. Sursele comandate de tensiune, la aceeași putere absorbită de perechea de borne de comandă, pot livra o putere utilă mai mare în circuitele de impedanță mică, motivînd utilizarea circuitelor rezonante serie în schemele de oscilator *LC* cu surse comandate de tensiune.

4.4.1. CONDIȚIILE DE AMORSARE A OSCILAȚIILOR

4.4.1.1. Condiția Barkhausen

Considerînd amplificatorul de tensiune cu reacție pozitivă din figura 4.9, amplificarea $\underline{A}$ în regim permanent sinusoidal depinde de amplificarea $\underline{a}$ proprie a amplificatorului și de funcția de transfer $\underline{f}$ a rețelei de reacție, conform relației :

$$\underline{A} = \underline{U}_0/\underline{U}_i = -\underline{a}/(1 - \underline{f}\underline{a}). \qquad (4.4)$$

Semnale diferite de zero în absența unui semnal de intrare $\underline{U}_i$, se pot obține prin anularea numitorului expresiei (4.4), condiție cunoscută sub denumirea de *condiția Barkhausen* de autooscilație :

$$\underline{f}\cdot\underline{a} = 1. \qquad (4.5)$$

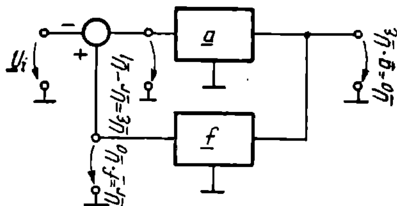


Fig. 4.9. Amplificator de tensiune cu reacție.

Condiția (4.5) se transformă în două condiții :

$$\varphi/\underline{f}\cdot\underline{a} = 0 ; \qquad (4.6, a)$$

$$|\underline{f}\cdot\underline{a}| = 1. \qquad (4.6, b)$$

Condiția (4.6, *a*), denumită și *condiția de fază*, furnizează frecvențele posibile

de autooscilație, la care defazajul total introdus de amplificator și de rețeaua de reacție este nul.

Dacă modulul amplificării $\underline{a}$ depinde de amplitudinea tensiunii de intrare/ieșire, amplitudinea de autooscilație se stabilește la valoarea la care condiția (4.6, *b*) se îndeplinește exact. Condiția (4.6, *b*) este denumită și *condiția de amplitudine*, fiind folosită des la stabilirea amplificării minime necesare autoamorsării oscilațiilor.

Condiția Barkhausen este echivalentă cu condiția ca ecuația caracteristică asociată ecuației diferențiale liniare, care descrie funcționarea liniară a amplificatorului cu reacție, să aibă rădăcini pur imaginare, cu alte cuvinte soluția liberă a sistemului să conțină componente armonice de amplitudine constantă.

4.4.1.2. **Metoda de regim permanent**

Delimitarea amplificatorului și a rețelei de reacție adesea prezintă dificultăți ; în astfel de cazuri se recurge la *anularea determinantului principal* al sistemului de ecuații liniare și omogene, care descrie funcționarea circuitului în regim permanent sinusoidal. Această metodă este utilizată în special la oscilatoarele *LC* cu un singur element activ.

În figura 4.10 sînt reprezentate trei configurații de oscilator acordat *LC*, utilizînd ca surse comandate triodă, tranzistor bipolar, respectiv tranzistor cu efect de cîmp. În aceeași figură este reprezentat și circuitul echivalent de semnal mic. S-a presupus că reacția este asigurată de la ieșire (anod/colector/drenă) spre intrare (grilă/bază/poartă) prin divizorul de impedanțe $\underline{Z}_1$ și $\underline{Z}_3$ și prin cuplaj mutual între $\underline{Z}_2$ și $\underline{Z}_1$. Oscilatoarele cu cuplaj capacitiv folosesc pentru $\underline{Z}_1$ și $\underline{Z}_2$ condensatoare, iar pentru $\underline{Z}_3$ — bobină, în timp ce oscilatoarele cu cuplaj inductiv folosesc pentru $\underline{Z}_1$ și $\underline{Z}_2$ bobine, cuplate sau nu magnetic.

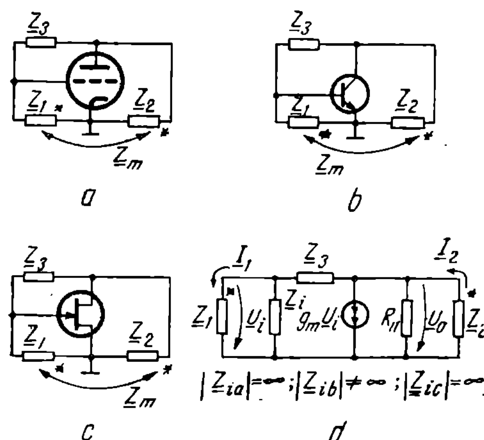


Fig. 4.10. Oscilatoare acordate cu reacție, cu surse comandate :

a — cu triodă ; *b* — cu tranzistor bipolar ; *c* — cu tranzistor cu efect de cîmp ; *d* — circuitul echivalent de semnal mic.

Întrucît intrările (grila/baza/poarta) sînt cu inversare, circuitul de reacție trebuie să asigure și el o inversare de fază pe frecvența de lucru, spre a asigura condiția de autooscilație.

Condiția de autooscilație pentru oscilatorul armonic cu schema echivalentă din figura 4.10, *d* se obține prin anularea determinantului principal al sistemului omogen care descrie circuitul :

$$\underline{I}_1 \cdot \left(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_m + \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3}{\underline{Z}_i} \right) +$$

$$+ \underline{I}_2 \cdot \left(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_m + \frac{\underline{Z}_m \cdot \underline{Z}_3}{\underline{Z}_i} \right) = 0 ;$$

$$\underline{I}_1\cdot\left(1+g_m\underline{Z}_1-\frac{\underline{Z}_m}{R_{||}}+\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_i}\right)-\underline{I}_2\cdot\left(1+\frac{\underline{Z}_2}{R_{||}}-g_m\underline{Z}_m-\frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_i}\right)=0. \qquad (4.7)$$

($R_{||}$ are semnificația din §4.4.3.).

Considerînd impedanțele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ pur reactive și impedanța de intrare $\underline{Z}_i$ pur rezistivă notată cu R_i (capacitatea de intrare fiind inclusă în $\underline{Z}_1$, iar cea de reacție — în $\underline{Z}_3$), frecvențele posibile de autooscilație și amplificările minime necesare autoamorsării oscilațiilor se obțin prin anularea părților reale și imaginare ale determinantului principal:

$$\mathrm{Im}\Delta = X_1+X_2+X_3+2X_m-X_3(X_1X_2-X_m^2)/R_iR_{||}=0 \qquad (4.8)$$

$$\mathrm{Re}\Delta = g_m(X_1+X_m)(X_2+X_m)-(X_2+X_m)^2/R_{||}-(X_1+X_m)^2/R_i=0 \qquad (4.9)$$

Dacă rezistența de intrare este suficient de mare spre a putea neglija termenii care conțin pe R_i la numitor, se obțin condițiile de autooscilație pentru oscilatoarele cu triodă și tranzistor cu efect de cîmp. Aceste condiții pot fi folosite pentru un calcul preliminar și la oscilatoarele cu tranzistor bipolar:

$$X_1+X_2+X_3+2X_m=0; \qquad (4.10)$$

$$g_mR_{||}\geqslant(X_2+X_m)/(X_1+X_m). \qquad (4.11)$$

4.4.2. LIMITAREA AMPLITUDINII DE OSCILAȚIE

4.4.2.1. Limitarea prin neliniaritățile elementului activ

Selectivitatea pronunțată a circuitelor rezonante din schemele de oscilatoare electronice LC face ca tensiunea de reacție să fie aproape sinusoidală și amplitudinea acesteia să fie determinată de amplitudinea fundamentalei pulsurilor de tensiune/curent livrate de sursele comandate.

În cazul oscilatoarelor LC cu tranzistoare bipolare lucrînd în regiunea activă normală, la o tensiune de reacție sinusoidală aplicată între bază și emitor în jurul unei valori medii, datorită caracteristicii exponențiale, curentul de colector se abate puternic de la legea de variație sinusoidală.

În figura 4.11 este reprezentată legea aproximativă de variație în timp a curentului de colector, iar în figura 4.12 — variația raportului dintre valorile componentei fundamentale și medii în funcție de amplitudinea normată a tensiunii de reacție în raport cu tensiunea termică $U_T = kT/q = 26$ mV.

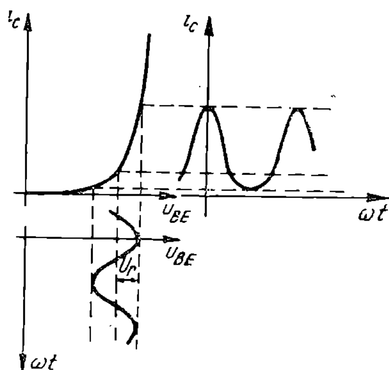


Fig. 4.11. Legea de variație în timp, aproximativă, a curentului de colector.

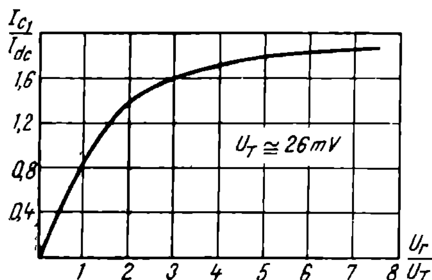


Fig. 4.12. Variaţia amplitudinii normate a fundamentalei curentului de colector în funcţie de amplitudinea normată a tensiunii de reacţie.

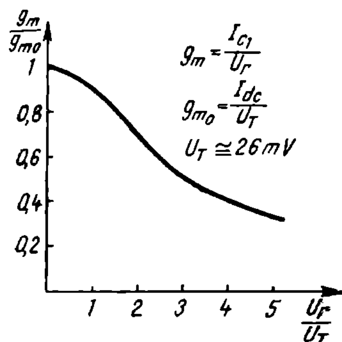


Fig. 4.13. Scăderea pantei medii la creşterea amplitudinii tensiunii de reacţie, pentru un curent mediu de colector constant.

Pe baza caracteristicii din figura 4.12, se defineşte *panta medie* a tranzistorului bipolar la funcţionarea la semnale mari ca raportul dintre amplitudinea fundamentalei curentului de colector şi amplitudinea U_r a tensiunii sinusoidale de reacţie. Variaţia pantei medii g_m normate în raport cu panta de semnal mic g_{mo} corespunzătoare curentului mediu de colector, în funcţie de amplitudinea normată a tensiunii de reacţie, este reprezentată în figura 4.13.

Stabilirea amplitudinii de oscilaţie este posibilă prin menţinerea componentei medii a curentului de colector la o valoare constantă care să asigure amorsarea oscilaţiilor. La creşterea amplitudinii de oscilaţie panta medie scade, asigurînd stabilizarea amplitudinii de oscilaţie. Menţinerea la o valoare constantă a curentului mediu de colector se obţine prin polarizarea joncţiunii emitor-bază de la un generator de curent constant.

4.4.2.2. Limitarea cvasiliniară

Limitarea cvasiliniară a amplitudinii de oscilaţie se obţine utilizînd *elemente cvasiliniare dependente de amplitudinea de oscilaţie* sau *rezistoare controlate prin tensiuni continue obţinute în urma redresării undei generate.*

Amplitudinea de oscilaţie se stabilizează la valoarea la care amplificarea liniară devine egală cu amplificarea liniară necesară rezultată din condiţiile de autooscilaţie cu amplitudine constantă.

Drept elemente cvasiliniare se utilizează becuri de incandescenţă, termistoare sau tranzistoare cu efect de cîmp.

Inerţia termică a becului de incandescenţă şi a termistorului trebuie să fie mare în raport cu perioada semnalelor sinusoidale, pentru a asigura comportarea lor liniară.

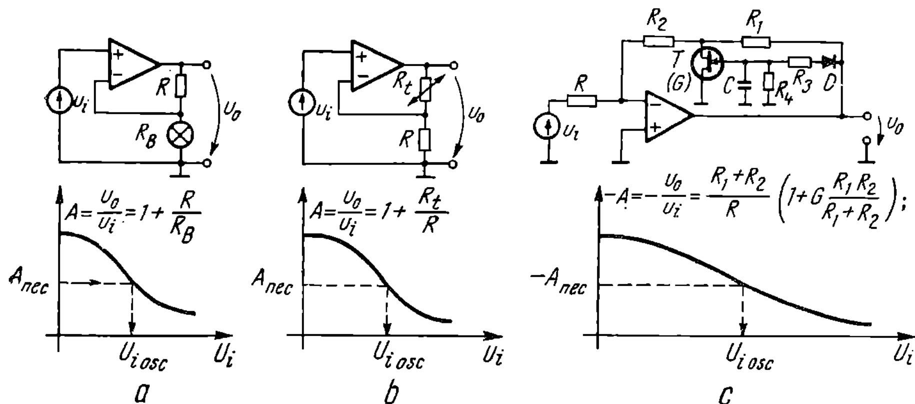


Fig. 4.14. Amplificatoare cu reacţie negativă cvasiliniară:
a — amplificator neinversor cu bec de incandescenţă; b — amplificator neinversor cu termistor; c — amplificator inversor cu tranzistor cu efect de cîmp.

Rezistenţa becului creşte cu valoarea efectivă a tensiunii aplicate pe borne, ceea ce determină micşorarea amplificării amplificatorului din figura 4.14, *a* odată cu creşterea amplitudinii tensiunii de intrare.

Micşorarea rezistenţei termistorului la creşterea temperaturii face ca, din cauza autoîncălzirii acestuia, amplificarea amplificatorului din figura 4.14, *b* să scadă odată cu creşterea amplitudinii tensiunii de intrare.

Prin redresarea tensiunii de ieşire a amplificatorului inversor din figura 4.14, *c*, tensiunea continuă negativă micşorează conductanţa G a canalului conductor dintre drenă şi sursă şi, prin mărirea reacţiei negative, reduce modulul amplificării odată cu creşterea amplitudinii tensiunii de intrare.

4.4.2.3. Limitarea prin caracteristici de transfer liniare pe porţiuni

La frecvenţe de oscilaţie foarte joase, elementele cvasiliniare cu inerţie termică nu funcţionează satisfăcător. Circuitele de reglare automată a amplificării cu tranzistor cu efect de cîmp necesită condensatoare de filtrare foarte mari pentru filtrarea tensiunii redresate, cu răspuns foarte lent în timp.

La aceste tipuri de oscilatoare se folosesc amplificatoare cu caracteristici de transfer foarte precise, liniare pe porţiuni, avînd forma din figura 4.15.

Pantele K_1 şi K_2 ale caracteristicii de transfer se aleg astfel încît la amplitudini mici K_1 să fie mai mare decît K_0 necesară din condiţia limită de autooscilaţie, iar la valori instantanee mai mari panta K_2 să fie mai mică decît panta limită K_0.

În regim permanent unghiul θ, corespunzător schimbării pantei, ia valoarea la care amplitudinea fundamentalei tensiunii sinusoidale distorsionate de la ieşire, împărţită prin K_0, este egală cu amplitudinea tensiunii de intrare.

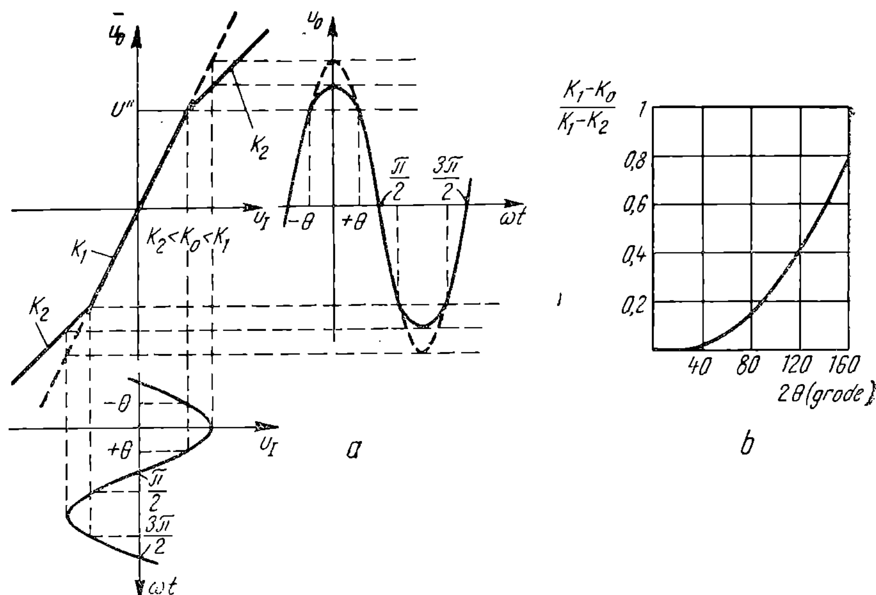


Fig. 4.15. Limitarea prin caracteristici de transfer liniare pe porțiuni:
a — forma caracteristicii de transfer; *b* — dependența unghiului θ de pantele K_0, K_1, K_2.

4.4.3. OSCILATOARE *LC* CU REACȚI

Cele mai răspîndite *oscilatoare LC cu un singur tranzistor bipolar* sînt cele *în trei puncte*, reprezentate în figura 4.10. În funcție de natura elementelor reactive utilizate, se obțin configurațiile principale cuprinse în tabelul 4.1.

Rezistența $R_{||}$ reprezintă rezultanta punerii în paralel a rezistenței de ieșire din schema echivalentă de semnal mic a elementului activ cu rezistența echivalentă de pierderi din circuitul rezonant, raportată în paralel cu impedanța $\underline{Z}_2$. Valoarea rezistenței echivalente de pierderi R_p se evaluează cu ajutorul relației:

$$R_p = Q\sqrt{L/C}, \qquad (4.12)$$

în care Q, denumit *factor de calitate*, reprezintă raportul dintre puterea reactivă și cea activă de pierderi din elementele reactive ale circuitului rezonant. Factorul de calitate pentru circuitele rezonante uzuale are valori cuprinse între 20 și 200. Rezistența R_p reprezintă impedanța la rezonanță a circuitului acordat și de obicei se alege mai mică decît rezistența de ieșire de semnal mic a elementului activ. În funcție de valorile utilizabile pentru R_p și Q, se obține raportul L/C care trebuie asigurat între elementele pasive ale circuitului rezonant:

$$L/C = (R_p/Q)^2 \text{ [H/F]}. \qquad (4.13)$$

Pentru o rezistență la rezonanță $R_p = 10$ kΩ și un factor de calitate $Q = 100$, se obține un raport necesar $L/C = 10^4$ H/F.

Tabelul 4.1

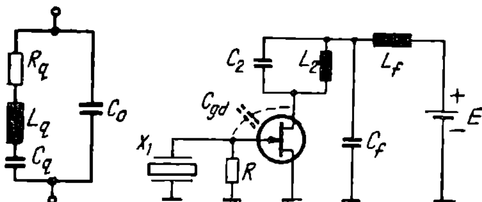
Tipuri uzuale de oscilatoare LC cu tranzistor bipolar

Denumirea	Scheme de principiu	Frecvența de oscilație
Oscilator Colpitts	$C_{R_B} \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$; $R_E \gg \frac{1}{\omega C_1}$ — $R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$; $R_B \gg \frac{C_1+C_2}{\omega_0 C_1 C_2}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}}}$
Oscilator Hartley	$C_C \gg C_3$; $L_f \gg L_1+L_2+2M$; $C_{R_B} \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$ — $C_f \gg C_3$; $C_{R_B} \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C_3}}$
Oscilator Clapp	$R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_1}$; $L_f \gg L_3$; — $R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$; $R_B \gg \frac{C_1+C_2}{\omega_0 C_1 C_2}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 \cdot \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1}}}$

Atunci cînd se cere o bună stabilitate a frecvenței de oscilație, trebuie să se utilizeze circuite oscilante cu un factor de calitate Q de valoare ridicată. În raport cu valorile maxime realizabile cu circuite oscilante obișnuite, *cristalele de cuarț*, avînd schema echivalentă electrică reprezentată în figura 4.16, pot asigura factori de calitate de 10^4—10^5. Funcționarea cristalelor de cuarț ca rezonatoare se bazează pe fenomenul de piezoelectricitate.

Schema de principiu a unui oscilator cu cuarț frecvent folosit este reprezentată în figura 4.17.





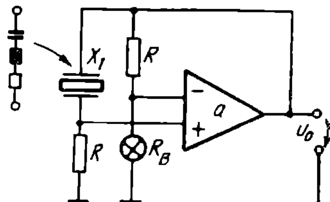


Fig. 4.16. Schema echivalentă electrică a cristalului de cuarț.

Fig. 4.17. Oscilator cu cristal de cuarț.

Fig. 4.18. Oscilator Meacham cu cristal de cuarț.

Frecvența proprie a circuitului rezonant din drenă trebuie aleasă mai ridicată decît frecvența de rezonanță a cristalului, pentru a asigura prin capacitatea de reacție $C_3 = C_{gd}$ o rezistență dinamică de intrare negativă, capabilă să compenseze pierderile din cristalul de cuarț. Stabilitatea frecvenței de oscilație poate fi îmbunătățită (10^{-8}), dacă limitarea amplitudinii de oscilație se face cu ajutorul unor elemente cuasiliniare dependente de amplitudinile de oscilație, iar elementele active lucrează liniar la semnale mici. *Oscilatorul Meacham* din figura 4.18 lucrează pe frecvența de rezonanță serie a cuarțului; amplitudinea de oscilație se limitează prin echilibrarea aproape completă a punții cu ajutorul elementului cvasiliniar — becul de incandescență, cu rezistență dependentă de tensiunea pe borne.

4.4.4. OSCILATOARE *RC* CU REACȚIE

La oscilatoarele *RC* uzuale, sursele comandate de tensiune/curent — amplificatoarele — au o comportare independentă de frecvență și astfel frecvența de autooscilație este determinată de rețelele de reacție cu elemente pasive *RC*.

Datorită selectivității reduse a rețelelor pasive *RC*, pentru limitarea amplitudinii de oscilație se utilizează elemente cvasiliniare sau amplificatoare cu caracteristici de transfer liniare pe porțiuni.

În tabelul 4.2 sînt reprezentate rețelele *RC* frecvent utilizate în schemele de oscilatoare sinusoidale *RC*. Sînt indicate schemele de principiu, expresiile modulului și fazei funcțiilor de transfer în funcție de pulsația normată, frecvențele de oscilație normate precum și atenuările introduse pe aceste frecvențe, atenuări ce trebuie compensate de amplificatoarele din structura oscilatoarelor.

Schemele de principiu ale cîtorva oscilatoare sinusoidale RC, utilizînd rețelele de reacție prezentate în tabelul 4.2 și amplificatoare operaționale cu reacție negativă cvasiliniară pentru stabilizarea amplitudinii de oscilație, sînt reprezentate în figura 4.19.

Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien, la care limitarea amplitudinii de oscilație se asigură reducînd amplificarea la amplitudini mari printr-o reacție negativă neliniară, este reprezentată în figura 4.20.

La amplitudini mici diodele cu străpungere sînt blocate, amplificarea are o valoare $K_1 = 3{,}1$, mai mare decît valoarea $K_0 = 3$ necesară, și se asigură amorsarea oscilațiilor ($\xi = -0{,}05$). La amplitudini mari diodele se

Tabelul 4.2

Rețele de reacție RC pentru oscilatoare sinusoidale RC

Denumirea și schema electrică	$\lvert f \rvert$	φ	Ω_0	φ_0	$\lvert f \rvert$	Caracteristica de modul și fază
Rețea de defazare trece-jos; $\underline{f}=\underline{U}_2/\underline{U}_1$; $\Omega=\omega CR=\omega/\omega_0$	$\frac{1}{\sqrt{(1-5\,\Omega^2)^2+\Omega^2(6-\Omega^2)^2}}$	$-\operatorname{arc\,tg}\frac{\Omega(6-\Omega^2)}{1-5\,\Omega^2}$	$\sqrt{6}$	π	$\frac{1}{29}$	
Rețea de defazare trece-sus; $\underline{f}=\underline{U}_2/\underline{U}_1$; $\Omega=CR=\omega/\omega_0$	$\frac{\Omega^2}{\sqrt{(1-6\,\Omega^2)^2+\Omega^2(5-\Omega^2)^2}}$	$\frac{3\pi}{2}-\operatorname{arc\,tg}\frac{\Omega(5-\Omega^2)}{1-6\,\Omega^2}$	$1/\sqrt{6}$	π	$\frac{1}{29}$	
Rețea Wien; $\underline{f}=\underline{U}_2/\underline{U}_1$; $\Omega=\omega CR=\omega/\omega_0$	$\frac{\Omega}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+9\,\Omega^2}}$	$\frac{\pi}{2}-\operatorname{arc\,tg}\frac{3\,\Omega}{1-\Omega^2}$	1	0	$\frac{1}{3}$	
Rețea Wien modificată; $\underline{f}=\underline{I}_2/\underline{I}_1$; $\Omega=\omega CR=\omega/\omega_0$						
Circuitul T-podit; $\underline{f}=\underline{U}_2/\underline{U}_1$; $\Omega=\omega CR=\omega/\omega_2$	$\sqrt{\frac{(1-\Omega^2)^2+4\,\Omega^2}{(1-\Omega^2)^2+9\,\Omega^2}}$	$\operatorname{arc\,tg}\frac{\Omega(\Omega^2-1)}{6\,\Omega^2+(\Omega^2-1)^2}$	1	0	$\frac{2}{3}$	

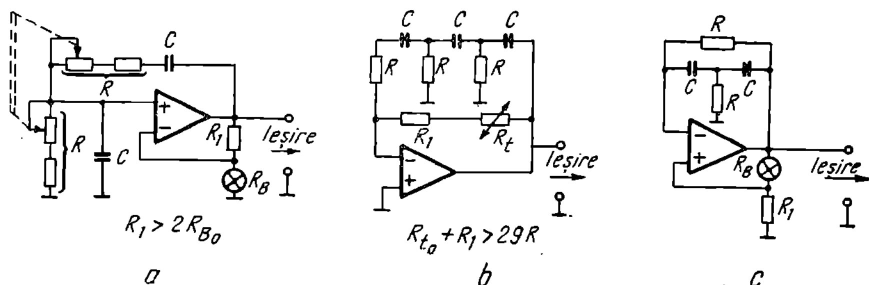


Fig. 4.19. Scheme de principiu de oscilatoare *RC* sinusoidale:
a — oscilator *RC* cu rețea Wien; *b* — oscilator *RC* cu rețea de defazare trece-sus; *c* — oscilator *RC* cu rețea *T* podit.

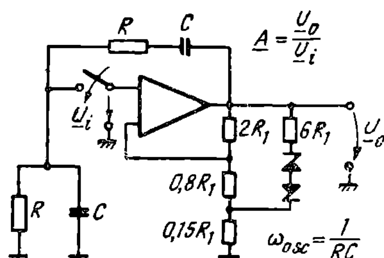


Fig. 4.20. Oscilator *RC* cu reacție pozitivă cu rețea Wien pentru determinarea frecvenței de oscilație și reacție negativă neliniară pentru stabilizarea amplitudinii.

deschid și amplificarea scade sub 3 ($\xi = +0{,}02$), amortizînd astfel oscilațiile. Dacă cele două amplificări sînt apropiate de amplificarea necesară, obținută din condiția Barkhausen, semnalul periodic generat variază în timp aproape sinusoidal.

Schema de principiu a unui oscilator care generează două tensiuni sinusoidale în cuadratură este reprezentată în figura 4.21.

Amplificatoarele operaționale cu reacție A_1 și A_2 cu modulul amplificării de tensiune egal cu unitatea, introduc cîte un defazaj de 90° la frecvența de oscilație. Amplificatorul inversor A_3 cu reacție negativă neliniară introduce un defazaj de 180°, necesar îndeplinirii condiției de autooscilație, și totodată asigură limitarea amplitudinii de oscilație.

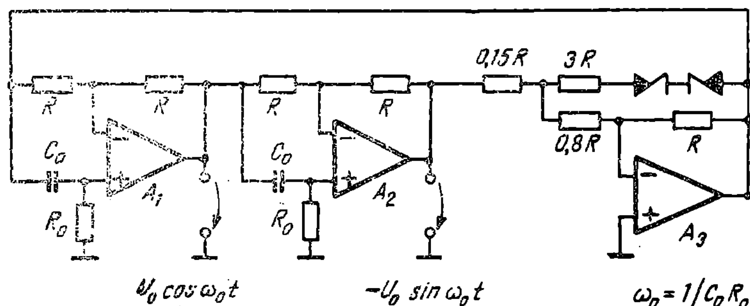


Fig. 4.21. Oscilator *RC* sinusoidal cu două tensiuni de ieșire în cuadratură.

CAPITOLUL 5

CIRCUITE DE IMPULSURI

5.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Reprezentarea funcţionării multor sisteme fizice este posibilă prin mărimi electrice care pot lua doar două valori aparţinînd unor mulţimi disjuncte. Prin tranziţii în timp între cele două mulţimi de valori, se poate descrie funcţionarea sistemului respectiv. În cazul unor tranziţii periodice ale sistemului, mărimile electrice alese pentru reprezentare pot varia în timp ca în figura 5.1.

În majoritatea aplicaţiilor şi în special în sistemele de prelucrare numerică, legile de variaţie exacte nu prezintă un interes deosebit, ci este suficient ca parametrii principali să se încadreze în anumite limite.

5.1.1. CARACTERIZAREA IMPULSURILOR

Parametrii principali utilizaţi pentru caracterizarea unei succesiuni de tranziţii periodice în timp între două valori, pe scurt ai unei *succesiuni de impulsuri*, sînt următorii :

— *amplitudinea impulsului*, *A*, care reprezintă diferenţa dintre valorile staţionare aferente celor două stări ;

— *durata impulsului*, t_i, care reprezintă intervalul de timp măsurat între două tranziţii succesive la jumătate din amplitudinea impulsului ;

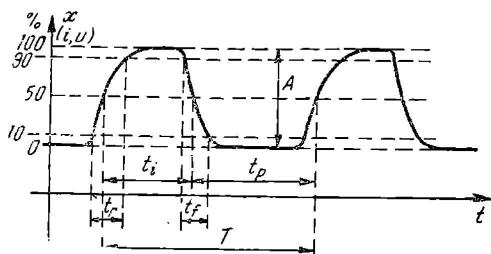


Fig. 5.1. Variaţia în timp a unei succesiuni de impulsuri periodice.

— *durata pauzei*, t_p, care reprezintă intervalul de timp între sfîrşitul unui impuls şi începutul impulsului următor ;

— *perioada impulsurilor*, T, care la impulsuri periodice reprezintă intervalul de timp dintre două impulsuri succesive ;

— *factorul de umplere*, care reprezintă raportul dintre durata şi perioada impulsurilor periodice ;

— *timpul de creştere*, t_r, şi *timpul de cădere* t_f, care reprezintă intervalele de timp în care se realizează tranziţiile între stări.

5.1.2. CLASIFICAREA CIRCUITELOR DE FORMARE

Impulsurile periodice sau singulare se obţin în practică cu ajutorul unor circuite de formare. În funcţie de natura elementelor utilizate, circuitele de formare se împart în următoarele categorii :

— *circuite de formare liniare ;*

— *circuite de formare neliniare fără memorie ;*

— *circuite de formare neliniare cu memorie.*

Circuitele de formare liniare conţin elemente pasive R, L, C. Mărimile de ieşire sînt date de soluţiile generale ale ecuaţiilor diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi, neomogene, care descriu funcţionarea circuitelor respective. Relaţiile diferenţiale existente între curent şi tensiune în cazul elementelor L şi C, capabile să înmagazineze energie, permit aproximarea operaţiilor liniare de derivare şi integrare asupra mărimii de intrare, în raport cu timpul.

Circuitele de formare neliniare fără memorie conţin de obicei rezistoare şi elemente active cu caracteristici curent-tensiune neliniare. La aceste circuite, mărimea de ieşire este determinată de valoarea instantanee a mărimii aplicate la intrare şi, cel puţin în primă aproximaţie, nu depinde de viteza de variaţie în timp a acesteia.

Circuitele de formare neliniare cu memorie conţin fie amplificatoare cu reacţie pozitivă puternică, fie elemente active neliniare cu caracteristici de dipol curent-tensiune, cu regiune de funcţionare cu rezistenţă dinamică negativă de tip CNR sau VNR (fig. 4.6). La aceste circuite, mărimea de ieşire depinde atît de valoarea instantanee a mărimii de intrare, cît şi de evoluţia anterioară în timp a acesteia.

Circuitele de formare neliniare cu memorie, împreună cu elemente reactive C sau L, pot genera în anumite condiţii impulsuri singulare sau periodice. Energia necesară menţinerii în timp a funcţionării este livrată de sursele de alimentare în curent continuu. Aceste circuite sînt cunoscute sub denumirea de *circuite basculante* sau *circuite de relaxare.*

5.2. CIRCUITE DE FORMARE LINIARE

Reţelele electrice liniare pasive cu o pereche de borne de intrare şi o pereche de borne de ieşire pot fi considerate circuite de formare liniare. Cunoscînd legea de variaţie în timp a mărimii de intrare şi condiţiile iniţiale pentru elementele reactive din circuit, legea de variaţie a mărimii de ieşire se determină cu ajutorul metodelor generale de rezolvare a reţelelor electrice liniare.

În anumite condiții specifice, îndeplinite în multe aplicații practice, soluțiile dorite pot fi obținute mai rapid, evitînd calculele algebrice sau diferențiale. Circuitele de derivare și integrare simple cu un rezistor și cu un singur element reactiv L sau C, sînt exemple reprezentative de astfel de circuite.

5.2.1. CIRCUITE DE DERIVARE

În figura 5.2 sînt reprezentate cîteva scheme de principiu de circuite de derivare.

Se consideră că mărimea dată de sursa de semnal (generator de tensiune sau curent) se caracterizează printr-o succesiune de tranziții periodice (fig. 5.1) cu timpii de creștere și de cădere tinzînd spre zero, iar constantele de timp CR, respectiv L/R, sînt mult mai mici decît durata și perioada impulsurilor aplicate. În momentul tranziției mărimii de intrare, mărimea

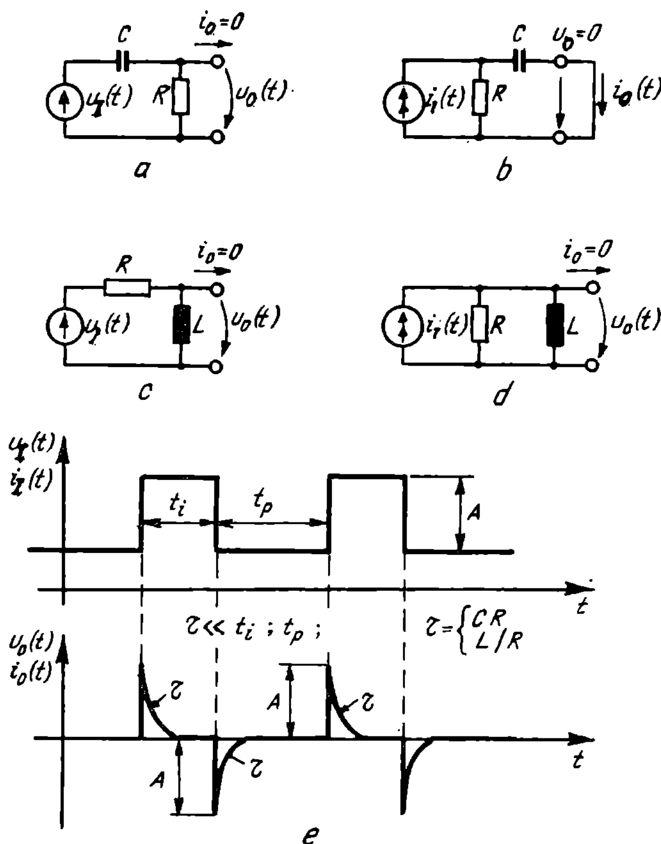


Fig. 5.2. Circuite de derivare:
a — de tip *RC* excitat în tensiune la intrare, cu ieșirea în tensiune; *b* — de tip *RC* excitat în curent la intrare, cu ieșirea în curent; *c* — de tip *RL* excitat în tensiune la intrare, cu ieșirea în tensiune; *d* — de tip *RL* excitat în curent la intrare, cu ieșirea în tensiune; *e* — legile de variație în timp la intrare și la ieșire.

de ieşire înregistrează un salt de aceeaşi valoare şi polaritate, după care scade/creşte exponenţial, cu viteză mare, către valorile de echilibru corespunzătoare palierelor.

Ca urmare, pornind de la o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, se poate obţine o succesiune de impulsuri pozitive şi negative de scurtă durată, care marchează tranziţiile produse la mărimea de intrare.

5.2.2. CIRCUITE DE INTEGRARE

În figura 5.3 sînt reprezentate cîteva scheme de principiu de circuite pasive de integrare.

Dacă constantele de timp CR, respectiv L/R, sînt mari în raport cu perioada/durata impulsurilor aplicate la intrare, mărimea de ieşire aproxi-

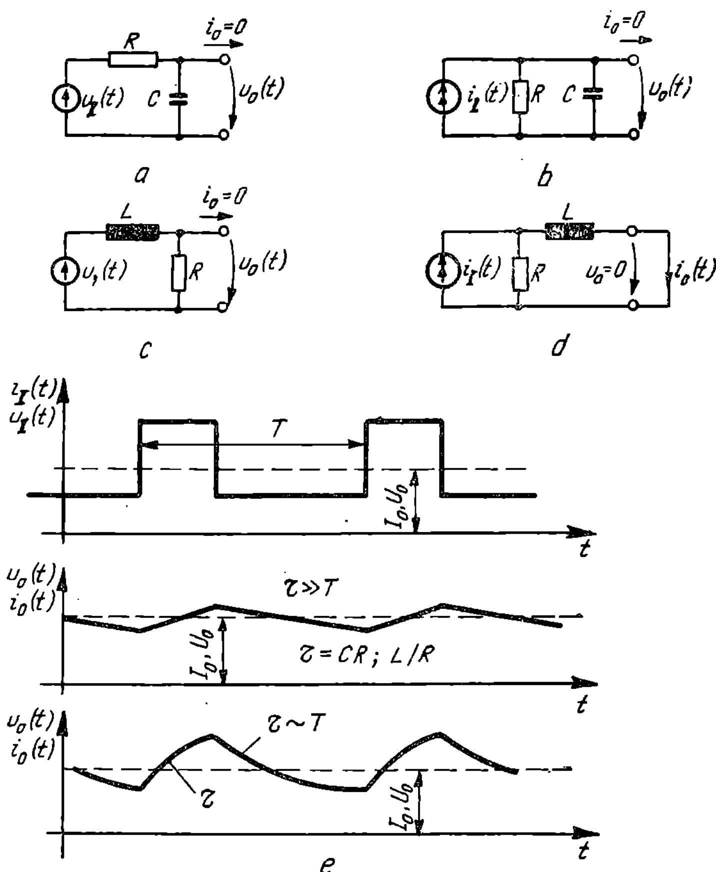


Fig. 5.3. Circuite de integrare :

a — de tip *RC* excitat în tensiune la intrare, cu ieşire în tensiune ; *b* — de tip *RC* excitat în curent la intrare, cu ieşire în tensiune ; *c* — de tip *RL* excitat în tensiune la intrare, cu ieşire în tensiune ; *d* — de tip *LR* excitat în curent la intrare, cu ieşire în curent ; *e* — legile de variaţie în timp ale mărimilor de intrare şi ieşire.

mează funcția care se obține prin integrarea în timp a legii de variație a mărimii de intrare. Trebuie remarcat, așa cum rezultă și din figură, că variațiile mărimii de ieșire au loc în jurul unei valori medii egale cu valoarea medie a mărimii aplicate la intrare.

Pentru o succesiune de impulsuri dreptunghiulare aplicate la intrare, mărimea de ieșire variază liniar pe porțiuni. Dacă duratele impulsurilor aplicate sînt comparabile cu constantele de timp, mărimea de ieșire variază pe porțiuni după legi exponențiale. Dacă constantele de timp sînt foarte mari, mărimea de ieșire este aproximativ egală cu valoarea medie a mărimii de intrare și circuitul de integrare este denumit filtru de netezire, de mediere sau trece-jos.

Circuitele de integrare împreună cu alte circuite de formare neliniare sînt utilizate în circuitele electronice mai complexe de întîrziere, temporizare (relee electronice) etc.

5.3. CIRCUITE DE FORMARE NELINIARE FĂRĂ MEMORIE

Circuitele de formare neliniare realizează o transformare neliniară a mulțimii de valori a mărimii de intrare în mulțimea de valori a mărimii de ieșire. Aceste mărimi pot fi tensiuni sau curenți.

Procesul de transformare neliniară a mărimii de intrare în mărimea de ieșire este descris de *caracteristica de transfer* a circuitului de formare.

În general, caracteristica de transfer este o funcție multiformă definită pe submulțimi disjuncte de valori ale mărimii de intrare.

Realizarea fizică a caracteristicilor de transfer neliniare este condiționată de caracteristicile curent-tensiune neliniare ale dispozitivelor semiconductoare active.

5.3.1. CIRCUITE DE FORMARE CU DIODE

Circuitele de formare cu rezistoare și diode cu joncțiune exploatează caracteristica exponențială, profund neliniară a acestora.

În multe cazuri, la polarizarea directă a diodelor tensiunea directă poate fi neglijată în raport cu restul tensiunilor din circuit, iar la polarizarea inversă curentul invers poate fi neglijat în raport cu ceilalți curenți. Astfel, la circulația curentului în sens direct dioda poate fi înlocuită cu un scurtcircuit, iar la polarizarea inversă — cu o întrerupere.

În tabelul 5.1 sînt reprezentate cîteva circuite de formare cu diode cu joncțiune. Sînt reprezentate de asemenea caracteristicile de transfer neliniare, precum și legea de variație a mărimii de ieșire pentru o mărime de intrare sinusoidală în timp.

Funcționarea limitatorului bilateral nesimetric are la bază caracteristica curent-tensiune a *diodelor cu străpungere*. La valori negative ale tensiunii de intrare, dioda cu străpungere se polarizează direct și astfel tensiunea de ieșire u_0 este neglijabilă; practic întreaga tensiune de intrare cade pe bornele rezistorului serie R. La valori pozitive ale tensiunii de intrare mai

Circuite de formare neliniare cu rezistoare și diode

Denumirea	Schema de principiu	Caracteristica de transfer	Forme de undă
Limitator serie	$u_I(t)$, D, R, $i_0=0$, $u_0(t)$	$u_0=\begin{cases}0 & u_I\le 0\\ u_I & u_I>0\end{cases}$	u_I, u_0, t
Limitator derivație	$u_I(t)$, R, D, $i_0=0$, $u_0(t)$		u_I, u_0, t
Limitator derivație bilateral nesimetric	$u_I(t)$, R, D, $i_0=0$, $u_0(t)$	$u_0=\begin{cases}0 & u_I\le 0\\ u_I & 0<u_I\le u_Z\\ u_Z & u_I>u_Z\end{cases}$	u_I, u_0, t
Limitator derivație bilateral	$u_I(t)$, R, D_1, D_2, $i_0=0$, $u_0(t)$	u_0, u_{Z_1}, u_{Z_2}, u_I	u_I, u_0, u_{Z_1}, u_{Z_2}, t
Transformator funcțional	$u_I(t)$, R_1, D_1, D_2, R_2, $i_0=0$, $u_0(t)$	$tg\alpha_1=1$; $tg\alpha_2=\frac{R_2}{R_1+R_2}$	u_I, u_0, u_{Z_1}, u_{Z_2}, t

mici decît tensiunea de străpungere, dioda se polarizează invers, curentul prin rezistorul R fiind egal cu zero ; tensiunea de ieșire de mers în gol este egală cu tensiunea de intrare. La valori pozitive mai mari decît tensiunea de străpungere, tensiunea de ieșire este egală cu tensiunea inversă de străpungere, constantă, a diodei. Curentul invers prin diodă este limitat de rezistorul serie R, care preia de fapt diferența dintre tensiunea de intrare și tensiunea de străpungere.

Circuitele de formare cu diode și rezistoare necesită tensiuni de intrare mari pentru formarea unor impulsuri cu timpi de creștere și cădere mici, deoarece viteza de variație în timp a mărimii de ieșire este mai mică sau cel mult egală cu viteza de variație a mărimii de intrare. În plus, sarcina conectată la ieșire afectează funcționarea circuitului.

5.3.2. AMPLIFICATOR LIMITATOR

Circuitele de formare neliniare cu tranzistoare, datorită amplificării, necesită tensiuni de intrare de valori mai mici, asigură timpi de tranziție mai mici pentru impulsurile formate și micșorează influența sarcinii conectate la ieșire asupra caracteristicii de transfer.

Caracteristica de transfer a amplificatorului limitator cu tranzistor bipolar din figura 5.4 prezintă trei regiuni de funcționare.

La tensiuni de intrare mai mici decît tensiunea de prag de deschidere a joncțiunii bază-emitor (cca. 0,6 V la un tranzistor cu siliciu) (regiunea *I*), curentul de colector este aproximativ egal cu zero, iar tensiunea de ieșire de mers în gol este constantă și egală cu tensiunea de alimentare.

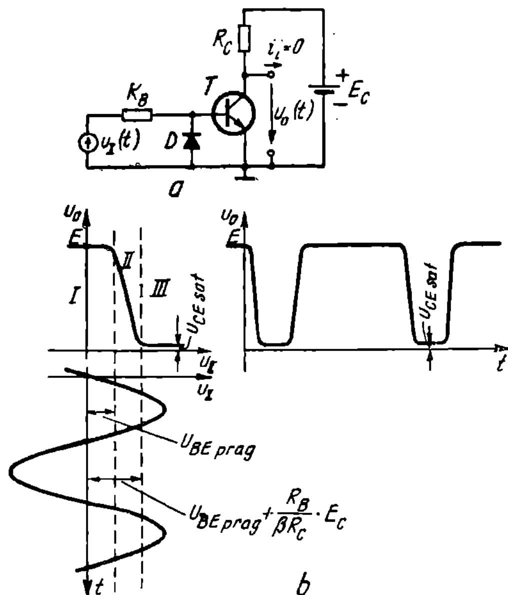


Fig. 5.4. Amplificator limitator cu tranzistor bipolar:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer și forma tensiunii de ieșire pentru o tensiune de intrare $u_I(t)$ sinusoidală.

În regiunea *II*, prin creșterea tensiunii de intrare, crește curentul de bază, crește curentul de colector, iar tensiunea colector-emitor scade. Punctul de funcționare din planul (I_C, U_{CE}) se deplasează din regiunea de blocare, prin regiunea activă de funcționare, către regiunea de saturație, corespunzătoare polarizării directe a ambelor joncțiuni. În această regiune are loc amplificarea variațiilor de tensiune de intrare, ceea ce determină excursii mari de tensiune de ieșire la excursii mici de tensiuni de intrare și astfel duce la obținerea unor tranziții rapide la ieșire.

În regiunea *III*, deși curentul de bază crește, datorită saturării tranzistorului tensiunea de ieșire rămîne constantă și de valoare scăzută. Dioda *D*, conectată în paralel cu joncțiunea bază-emitor a tranzistorului, limitează valoarea tensiunii inverse aplicate pe bază.

Sarcinile acumulate în regiunile de trecere și în special în regiunea neutră a bazei reduc viteza de variație a tensiunii de ieșire. Viteza de lucru a circuitelor de formare neliniare cu tranzistoare bipolare crește dacă se evită regiunea de saturație.

5.3.3. AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL. COMPARATOR

În figura 5.5 este reprezentată schema de principiu a unui amplificator diferențial cu două tranzistoare bipolare, polarizate în emitoare de la un generator de curent constant realizat cu T_3.

Avînd în vedere că în regiunea activă de funcționare curentul de colector, pe mai multe decade de valori, depinde exponențial de tensiunea directă aplicată joncțiunii bază-emitor, se poate arăta că curenții de colector și implicit tensiunea diferențială de ieșire sînt funcții neliniare de tipul tangentă hiperbolică, avînd ca argument tensiunea diferențială de intrare (vezi pagina 127).

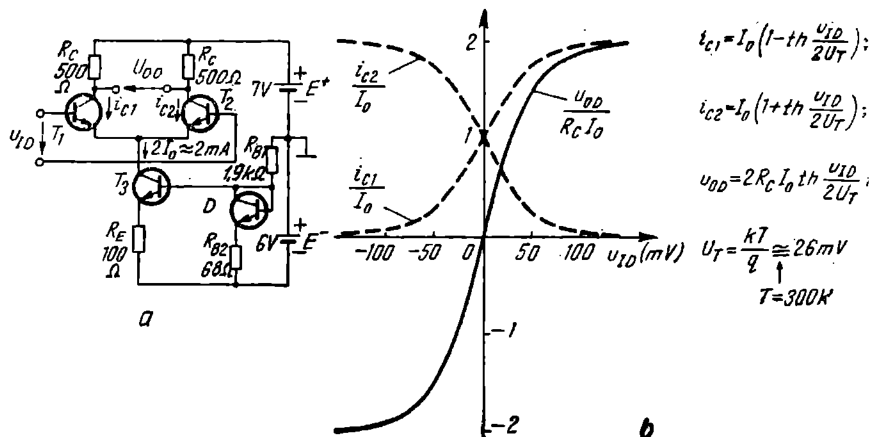


Fig. 5.5. Amplificator diferențial cu tranzistoare bipolare:
a — schema de principiu; *b* — caracteristicile de transfer normate și expresiile mărimilor de ieșire în funcție de tensiunea diferențială de intrare.

Caracteristica de transfer (tensiune diferențială de ieșire — tensiune diferențială de intrare) se saturează atît pentru excursii pozitive, cît și pentru excursii negative de tensiuni de intrare diferențiale. Se constată că pentru tranziția de la 0,1 la 0,9 din variația totală de ieșire, excursia necesară de tensiune diferențială de intrare este în jur de 120 mV, situată simetric în jurul valorii zero. Pentru valorile de elemente din figură, se obține o excursie de tensiune de ieșire diferențială de cca. 2 V, oricît de mare ar fi tensiunea diferențială de intrare, cu condiția respectării polarizării corecte a tranzistoarelor în regiunea activă de funcționare.

Amplificatorul diferențial prezintă deci proprietăți excelente de circuit de formare neliniar, de tip limitator bilateral.

Datorită saturării rapide a caracteristicii de transfer, amplificatorul diferențial realizează *funcția de comparator* între două tensiuni aplicate la cele două intrări ale acestuia. Decizia asupra relației de ordonare mai mare/mai mic se ia pe baza semnului tensiunii diferențiale de ieșire.

Precizia de comparare și, în mod automat, proprietățile de limitare pot fi îmbunătățite prin legarea în cascadă a mai multor amplificatoare diferențiale. Excursia de tensiune diferențială de intrare, care asigură o tranziție completă la ieșire, poate fi redusă astfel la cîțiva milivolți. În figura 5.6 este reprezentată schema de principiu simplificată a unei jumătăți din comparatorul dublu CLB 2711.

Circuitele de formare de tipul comparatoarelor, avînd nivelele de saturație ale mărimii de ieșire compatibile cu nivelele logice asociate unei familii de circuite logice, sînt incluse adesea în categoria de *circuite de interfață*.

Într-adevăr, decizia privind relația de ordonare între valorile a două mărimi analogice este tradusă prin intermediul acestor circuite într-o valoare logică. Comparatoarele se utilizează cu succes și ca formatoare de impulsuri dreptunghiulare.

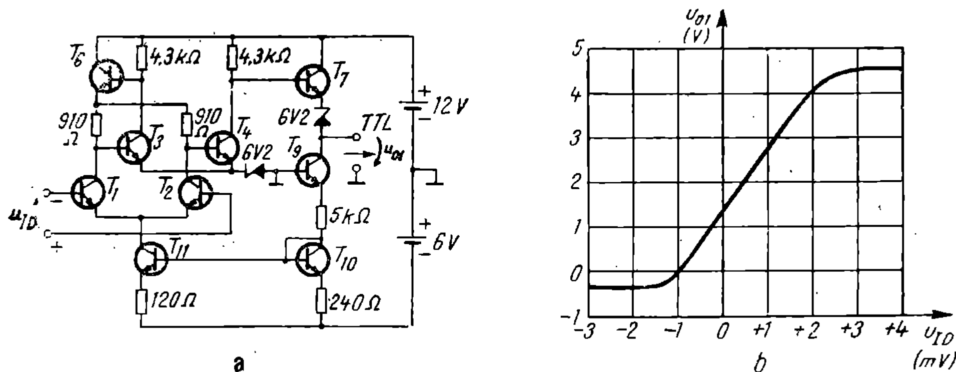


Fig. 5.6. Comparatorul integrat CLB 2711 :
a — schema de principiu simplificată a unei jumătăți ; *b* — caracteristica de transfer.

5.4. CIRCUITE DE FORMARE NELINIARE CU MEMORIE

5.4.1. COMPARATOARE CU HISTEREZIS

Caracteristici de transfer neliniare cu memorie, cu histerezis, se pot obține cu ajutorul amplificatoarelor cu reacție pozitivă.

În figura 5.7 este reprezentată schema de principiu a unui *comparator cu histerezis fără inversare*, obținut printr-o reacție pozitivă de la ieșire spre intrarea neinversoare a unui amplificator diferențial/operațional sau a unui comparator fără histerezis.

Datorită reacției de la ieșire spre intrarea neinversoare, tensiunea de intrare diferențială, egală cu tensiunea intrării neinversoare u^+, este o funcție liniară de tensiunea de intrare u_i și de tensiunea de ieșire u_0 :

$$u^+ = \frac{R_2 u_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 \cdot u_0}{R_1 + R_2} \cdot \qquad (5.1)$$

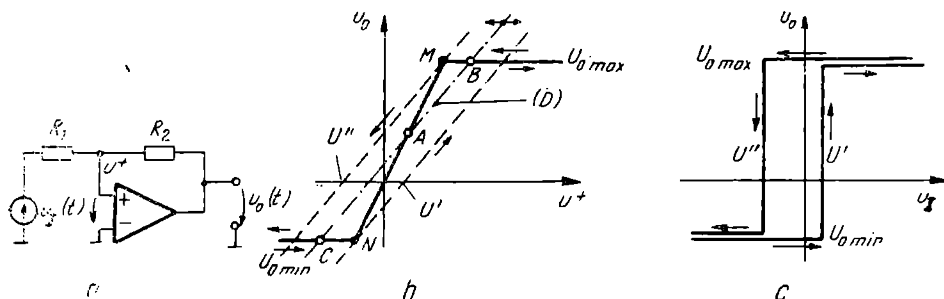


Fig. 5.7. Comparator cu histerezis fără inversare :
a — schema de principiu ; *b* — determinarea punctului de funcționare pe caracteristica de transfer a amplificatorului prin reprezentarea dreptei (*D*) corespunzătoare restricției introduse de rețeaua de reacție R_1, R_2 ; *c* — caracteristica de transfer cu histerezis, fără inversare.

În planul caracteristicii de transfer a amplificatorului de bază, această dependență este reprezentată prin dreapta (D). Pentru plaja de valori de intrare cuprinsă între U'' și U', dreapta (D) intersectează caracteristica de transfer în punctele A, B, C, dintre care numai B și C sînt stabile.

În acest fel tensiunea de ieșire u_0 poate lua numai două valori distincte: $U_{0\ min}$ și $U_{0\ max}$.

Caracteristica de transfer cu histerezis care se obține este reprezentată în figura 5.7, *c*.

Comparatorul cu histerezis cu inversare se obține dacă tensiunea de intrare se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului de bază, iar o fracțiune din tensiunea de ieșire se aplică la intrarea neinversoare. Reprezentarea simbolică a circuitului astfel obținut este dată în figura 5.8.

Datorită reacției de la ieșire către intrarea neinversoare, tensiunea de intrare diferențială u_D este o funcție liniară de tensiunea de intrare u_I și de tensiuuea de ieșire u_0:

$$u_D = u^+ - u^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_0 - u_I. \qquad (5.2)$$

În planul caracteristicii de transfer a comparatorului de bază (u_0, u_D), această dependență este reprezentată prin dreapta (D). Pentru o plajă de valori a tensiunii de intrare, dreapta (D) intersectează caracteristica de

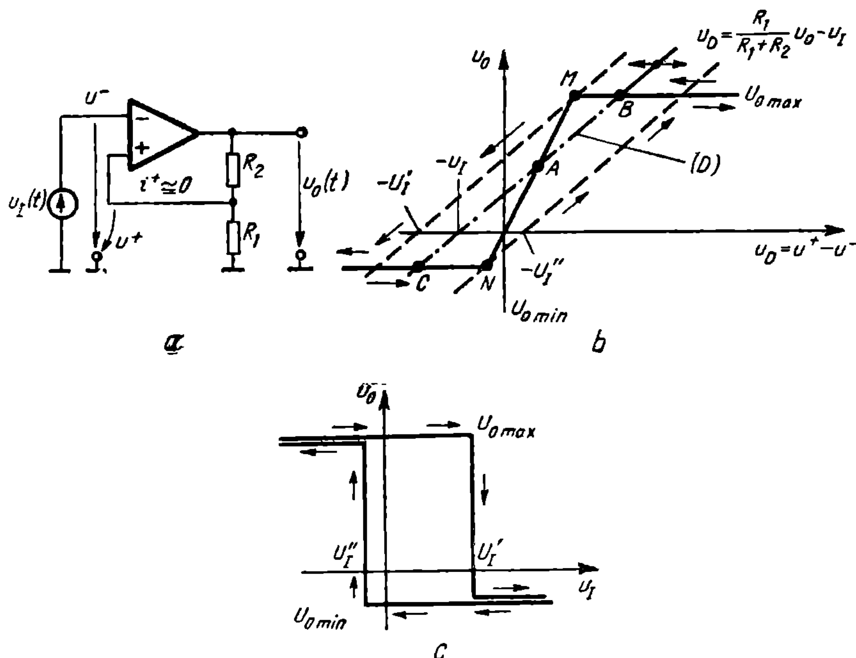


Fig. 5.8. Comparator cu histerezis cu inversare, obținut din comparatorul fără histerezis din figura 5.6 prin reacție pozitivă de la ieșire către intrarea neinversoare:

a — schema de principiu; *b* — determinarea punctului de funcționare pe caracteristica de transfer a comparatorului prin reprezentarea dreptei (D) corespunzătoare restricției introduse de divizorul de reacție R_1, R_2; *c* — caracteristica de transfer a comparatorului cu histerezis cu inversare.

transfer în trei puncte, *A*, *B*, *C*. Printr-o analiză sumară se poate arăta că punctul *A* este un punct de funcţionare instabil, iar punctele *B* şi *C* corespund unor stări stabile.

Considerînd punctul de funcţionare aflat în *A*, la o mică scădere a tensiunii u_I tensiunea diferenţială u_D creşte, determinînd creşterea tensiunii de ieşire. La rîndul ei, tensiunea de ieşire contribuie la creşterea tensiunii diferenţiale prin intermediul divizorului rezistiv. Are loc un proces cumulativ, avînd ca rezultat deplasarea punctului de funcţionare din punctul *A* în punctul *B*. Tensiunea de ieşire atinge valoarea $U_{0\,max}$ de saturaţie şi prin tensiunea de reacţie aplicată la intrarea neinversoare menţine tensiunea diferenţială de intrare la o valoare pozitivă. Procesele sînt similare la stabilirea punctului de funcţionare în punctul *C*.

Astfel tensiunea de ieşire poate lua numai două valori distincte U_{0max} şi U_{0min}.

Prin schimbarea valorii tensiunii de intrare u_I, dreapta (*D*) se deplasează paralel cu ea însăşi şi în afara plajei de valori (U_I', U_I''), unde intersectează caracteristica de transfer într-un singur punct la valorile U_{0max} sau U_{0min}, ceea ce permite impunerea unei anumite stări la ieşire, printr-o tensiune u_I de valoare adecvată, aplicată la intrarea inversoare.

Valorile de prag U_I' şi U_I'' corespunzătoare se obţin prin intersectarea axei u_D cu tangentele duse în punctele *M* şi *N* şi paralele cu dreapta (*D*).

Dacă amplificarea diferenţială pe porţiunea activă *NAM* a caracteristicii de transfer este mare, cu alte cuvinte zona *NAM* aproape se confundă cu axa verticală u_0, atunci tensiunile de prag, care marchează schimbările de stare la ieşire, depind exclusiv de valorile de saturaţie ale tensiunii de ieşire :

$$U_I' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{0max} ; \qquad (5.3,\ a)$$

$$U_I'' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{0min}. \qquad (5.3,\ b)$$

Caracteristica de transfer cu histerezis ce se obţine este reprezentată în figura 5.8, *c*. Durata tranziţiilor la ieşire este determinată exclusiv de parametrii comparatorului şi nu depinde de viteza de variaţie a tensiunii de intrare u_I.

Comparatorul cu histerezis realizat cu un amplificator diferenţial este denumit şi *circuit basculant Schmitt.*

Schema de principiu a unui circuit basculant Schmitt realizat cu un amplificator diferenţial cu două tranzistoare bipolare şi cu prag reglabil, este reprezentată în figura 5.9.

Comparatorul cu histerezis este un excelent, poate cel mai des utilizat, formator de impulsuri dreptunghiulare. În figura 5.10 sînt reprezentate formele de undă obţinute la formarea de impulsuri dreptunghiulare din semnale sinusoidale cu ajutorul unui comparator cu histerezis cu inversare.

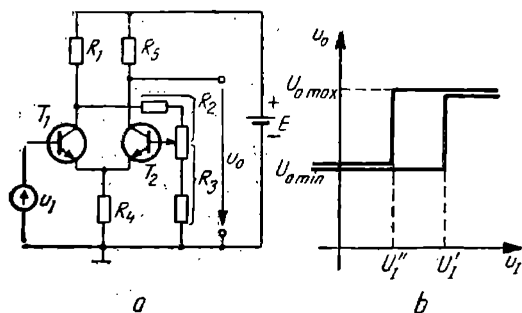


Fig. 5.9. Circuitul basculant Schmitt cu prag reglabil:

a — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer.

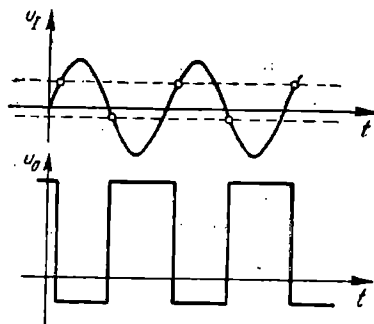


Fig. 5.10. Formele de undă la intrarea și ieșirea comparatorului cu histerezis cu inversare, utilizat ca formator de impulsuri dreptunghiulare din semnale sinusoidale.

5.4.2. CIRCUITE DE FORMARE CU DIPOLI VNR ȘI CNR

Caracteristici de transfer neliniare cu histerezis se pot obține și folosind elemente active cu caracteristici de dipol cu regiuni cu rezistență dinamică negativă.

În cazul circuitelor de formare cu dipoli VNR, mărimea de intrare trebuie să acționeze asupra curentului, în timp ce la dipolii CNR trebuie să acționeze asupra tensiunii. În figura 5.11 sînt reprezentate schemele de principiu și formele de undă obținute la două circuite de formare realizate cu diodă tunel, respectiv cu TUJ.

Trebuie remarcat că la ambele circuite, la atingerea tensiunilor de prag U_I' și U_I'' se produc tranziții rapide de tensiuni la ieșire $\Delta U'$ și $\Delta U''$; timpul de tranziție este dictat de proprietățile intrinseci ale elementelor active și nu depinde de viteza de variație a tensiunii de intrare.

Prin conectarea la ieșiri a unor circuite de derivare, se obțin impulsuri scurte de tensiune în momentele de timp în care sînt atinse valorile tensiunilor de prag.

5.4.3. CIRCUITE BASCULANTE

Circuitele basculante reprezintă o categorie de circuite de formare neliniare cu memorie caracterizate prin două sau mai multe stări, care pot fi stabile sau cvasistabile. Tranzițiile între stări se fac cu viteze mari, determinate exclusiv de structura internă a circuitelor. Stările cvasistabile se obțin datorită includerii în structura circuitelor respective a unor elemente pasive reactive, capabile să acumuleze energie electrică sau magnetică.

Ca structură, circuitele basculante sînt amplificatoare cu reacție pozitivă puternică. Ca urmare a proceselor cumulative ce au loc, punctele de funcționare ale elementelor active traversează rapid regiunile active și valorile mărimilor electrice caracteristice se limitează.

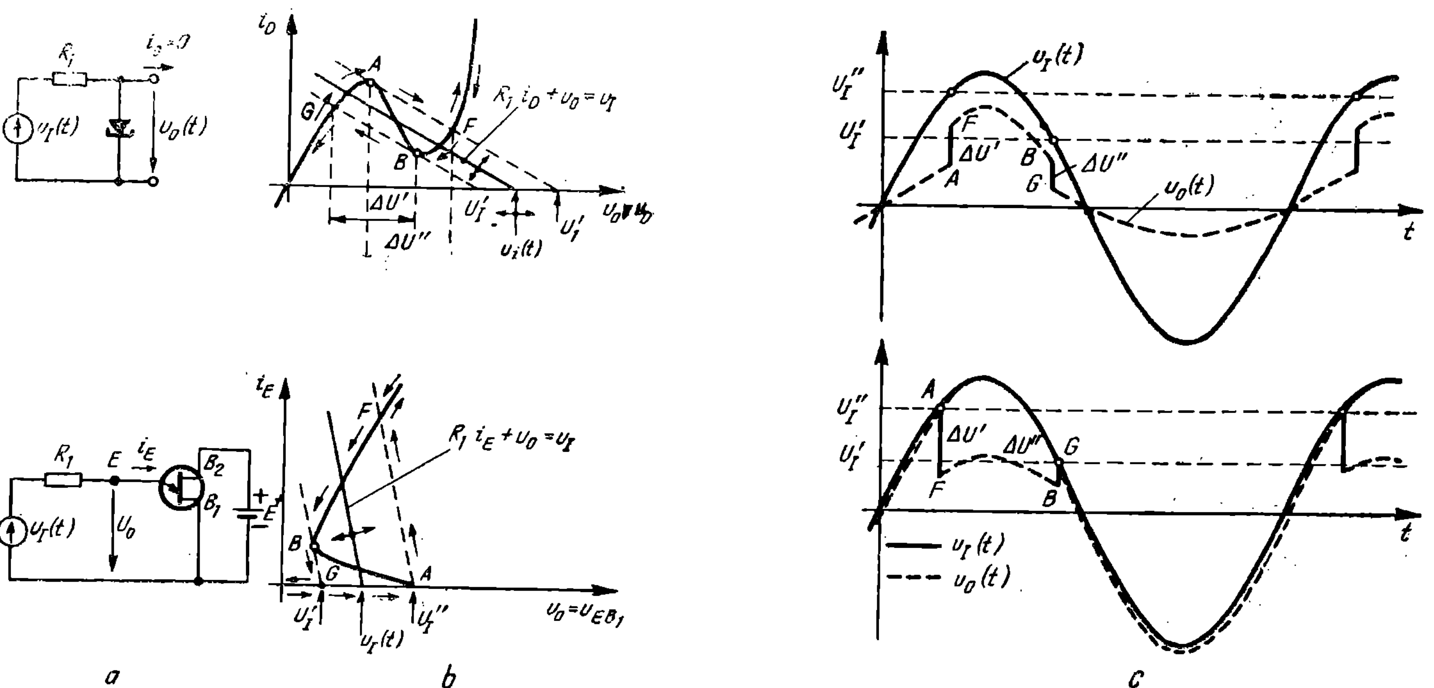


Fig. 5.11. Circuite de formare neliniare cu diodă tunel și TUJ ;
a — schemele de principiu ; *b* — deplasarea punctului de funcționare în planul caracteristicilor (*I*, *U*) ; *c* — formele de undă la intrare și la ieșire.

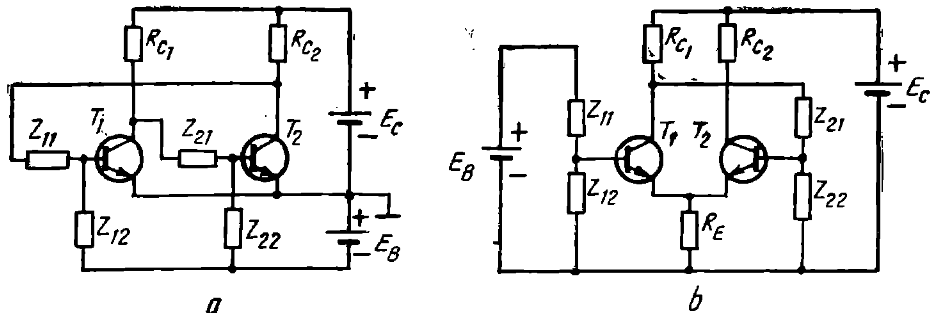


Fig. 5.12. Circuite basculante :
a — schema de principiu a circuitelor basculante cu cuplaj colector-bază ; b — schema de principiu a circuitelor basculante cu cuplaj în emitor.

În figura 5.12 sînt reprezentate schemele de principiu generale pentru circuitele basculante cu tranzistoare bipolare cu cuplaj colector-bază, respectiv cu cuplaj în emitor.

Numărul stărilor stabile, respectiv cvasistabile, depinde de natura elementelor folosite în circuitele de cuplaj dintre etaje, obținînd astfel diverse tipuri de circuite basculante.

Clasificarea circuitelor basculante se face în funcție de numărul de stări stabile, respectiv cvasistabile, astfel :

— *circuite basculante bistabile ;*

— *circuite basculante monostabile ;*

— *circuite basculante astabile.*

Din considerente de funcționare sigură, de reproductibilitate a caracteristicilor funcționale în condițiile utilizării unor elemente active cu dispersie mare a parametrilor, în majoritatea cazurilor, atît în stările stabile cît și în stările cvasistabile, punctele de funcționare ale elementelor active se află în afara regiunilor active. Astfel, la majoritatea circuitelor basculante cu tranzistoare bipolare, tranzistoarele aflate în conducție sînt aduse la saturație.

La viteze de lucru mai ridicate se evită funcționarea la saturație din cauza timpilor de comutare mai mari ; punctele de funcționare ale tranzistoarelor aflate în conducție se mențin în regiunea activă prin măsuri suplimentare.

5.4.3.1. Circuitul basculant bistabil

Circuitul basculant bistabil se caracterizează prin existența a *două stări stabile.*

Circuitul basculant bistabil se obține din structurile generale din figura 5.12, prin folosirea divizoarelor rezistive pentru interconectarea etajelor de amplificare.

Pornind de la cele două structuri, se obțin *circuitul basculant bistabil simetric* din figura 5.13 (comutatorul *K* în poziția *2*), respectiv *circuitul basculant Schmitt* din figura 5.9, *a*.

Circuitul basculant bistabil simetric cuprinde de fapt două amplificatoare limitatoare cu inversare, similare cu amplificatorul limitator din figura 5.4.

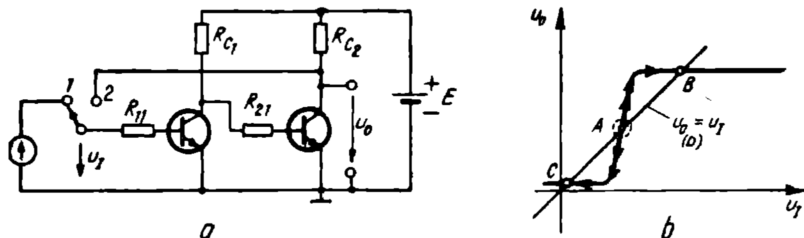


Fig. 5.13. Amplificator limitator fără inversare:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer.

Prin conectarea în cascadă a două asemenea etaje, se obține un amplificator limitator fără inversare, a cărui caracteristică de transfer, dedusă prin compunerea caracteristicilor individuale, este reprezentată în figura 5.13, *b*.

Închiderea buclei, prin conectarea ieșirii la intrare, implică egalitatea dintre tensiunile u_I și u_0, reprezentată în planul caracteristicii de transfer prin dreapta (*D*).

Dintre cele trei puncte de intersecție ale dreptei (*D*) cu caracteristica de transfer, numai punctele *B* și *C* sînt stabile; ele reprezintă cele două stări stabile ale circuitului.

După stabilirea circuitului într-una dintre cele două stări stabile, în lipsa unei excitații aplicate din exterior circuitul se menține în starea respectivă timp nelimitat, cu condiția de a nu întrerupe tensiunea de alimentare.

În stările stabile ale circuitului basculant bistabil, unul dintre tranzistoare este blocat, iar celălalt conduce la saturație. În figura 5.14 este reprezentată schema echivalentă simplificată a unui tranzistor bipolar în conducție la saturație, cu ambele joncțiuni și polarizate direct, considerînd scurtcircuit între colector și emitor prin neglijarea rezistențelor dinamice ale celor două joncțiuni și baza-conectată la un potențial aproximativ constant, egal cu tensiunea de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor. Se observă cu ușurință că din cauza scurtcircuitului dintre colector și emitor la saturație, curentul de colector de saturație este determinat de elementele de circuit exterioare.

La tranzistoarele de siliciu de mică putere, la curenți de colector de ordinul miliamperilor tensiunea directă $U_D = U_{BE}$ are valoarea de (0,6—0,7) V, iar factorul de amplificare în curent β are valori cuprinse între 50 și 500.

Pentru a asigura conducția la saturație a tranzistoarelor, valoarea curentului de bază trebuie să fie mai mare decît curentul incipient de saturație:

$$I_B > I_{Bsat} = I_C/\beta. \tag{5.4}$$

Condițiile pentru asigurarea celor două stări stabile ale circuitului basculant bistabil se obțin din schemele echivalente corespunzătoare celor două stări, reprezentate în figura 5.15.

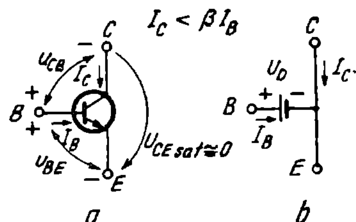


Fig. 5.14. Tranzistorul bipolar în conducție la saturație:
a — polarizarea joncțiunilor la saturație; *b* — schema echivalentă simplificată.

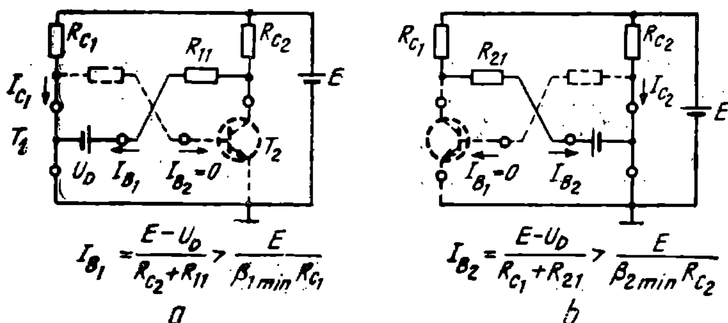


Fig. 5.15. Schemele echivalente ale circuitului basculant bistabil în cele două stări stabile și condițiile care asigură aceste două stări.

Curenții de colector de saturație sînt determinați de valorile rezistoarelor de sarcină din colector, R_{C1} și R_{C2}, iar curenții de bază sînt determinați de rezistoarele de reacție R_{11} și R_{21}. Valorile lor și condițiile pentru existența celor două stări stabile sînt date de relațiile :

$$I_{C1sat} = E/R_{C1}\,; \qquad I_{C2sat} = E/R_{C2}\,; \qquad (5.5,\ a,\ b)$$

$$I_{B1} = (E - U_D)/(R_{C2} + R_{11})\,; \qquad I_{B2} = (E - U_D)/(R_{C1} + R_{21})\,; \qquad (5.6,\ a,\ b)$$

$$I_{B1} > I_{C1sat}/\beta_{1min}\,; \qquad I_{B2} > I_{C2sat}/\beta_{2min}. \qquad (5.7,\ a,\ b)$$

5.4.3.2. Circuitul basculant monostabil

Circuitul basculant monostabil se caracterizează prin existența *unei stări stabile și a unei stări cvasistabile.*

Durata intervalului de timp în care circuitul se menține în starea cvasistabilă, după aplicarea unui impuls de declanșare la intrarea de comandă, reprezintă caracteristica principală a circuitului basculant monostabil și este denumită *durata impulsului generat* sau *temporizarea* dată de acesta.

Circuitele basculante monostabile sînt utilizate ca circuite de formare de impulsuri de anumite durate și ca circuite de temporizare.

Circuitul basculant monostabil, pe scurt *monostabilul*, se obține din schema generală, prin includerea unui condensator de cuplaj între cele două etaje de amplificare. Ca urmare, în curent continuu bucla de reacție este întreruptă și circuitul se stabilește în starea dictată de restul de elemente de circuit. Pentru ca starea astfel obținută să fie stabilă, cel puțin unul dintre elementele active trebuie să aibă punctul de funcționare în afara regiunii active ; în cazul tranzistoarelor bipolare, cel puțin unul trebuie să fie saturat sau blocat.

Schema de principiu a unui **monostabil cu cuplaj colector-bază** este reprezentată în figura 5.16.

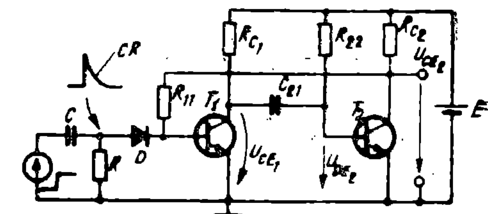


Fig. 5.16. Circuitul basculant monostabil cu cuplaj colector-bază.

Starea stabilă a monostabilului din figura 5.16 corespunde saturării tranzistorului T_2. Valoarea scăzută a tensiunii colector-emitor de saturație, inferioară tensiunii de prag de deschidere a joncțiunii bază-emitor, asigură blocarea tranzistorului T_1. În aceste condiții, condensatorul de cuplaj C_{21} se încarcă prin rezistorul R_{C1} și prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare mai puțin tensiunea bază-emitor de saturație a tranzistorului T_2, cu polaritatea din figură (v. fig. 5.17, *a*).

Condiția de existență a unei singure stări stabile este dată de condiția de saturare a tranzistorului T_2:

$$E/(\beta_{2min} \cdot R_{C2}) < (E - U_D)/R_{22}. \qquad (5.8)$$

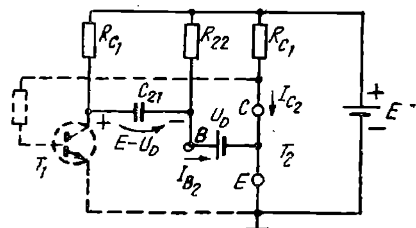
Nerespectarea acestei condiții poate determina trecerea într-un regim autooscilant de funcționare.

La aplicarea unui impuls pozitiv, de scurtă durată, pe baza tranzistorului T_1, acesta se polarizează direct, potențialul colectorului scade și prin intermediul condensatorului C_{21} el se transmite pe baza tranzistorului T_2, micșorînd curentul de colector al acestuia.

Tranzistorul T_2 iese din saturație, potențialul colectorului crește și prin rezistorul de reacție R_{11} contribuie la polarizarea directă a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_1, amplificînd efectul excitației inițiale aplicate. Are loc un proces cumulativ care determină blocarea tranzistorului T_2 și saturarea tranzistorului T_1. Astfel circuitul basculează din starea stabilă în starea cvasistabilă.

Schemele echivalente ale circuitului în stările stabile și cvasistabile sînt reprezentate în figura 5.17.

În starea cvasistabilă (fig. 5.17, *b*), condensatorul de cuplaj C_{21}, denumit și *condensator de temporizare*, pornind de la o tensiune inițială negativă, tinde să se încarce la valoarea tensiunii de alimentare, curentul de încărcare închizîndu-se prin tranzistorul T_1 saturat și prin rezistorul R_{22}. Circuitul se menține în starea cvasistabilă atît timp cît tensiunea bază-emitor a tranzistoru-



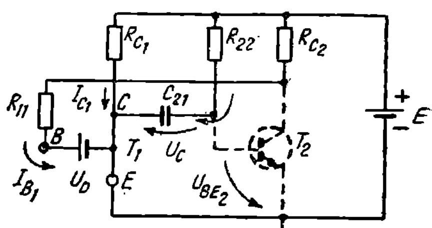


Fig. 5.17. Schemele echivalente ale circuitului basculant monostabil: *a* — în starea stabilă; *b* — în starea cvasistabilă.

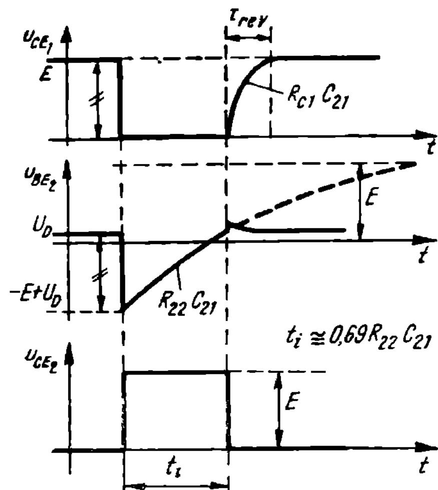


Fig. 5.18. Formele de undă caracteristice pentru circuitul basculant monostabil din figura 5.16.

lui T_2, egală cu tensiunea pe condensatorul de temporizare, este mai mică decît tensiunea de prag de deschidere, după care revine în starea stabilă.

Circuitul revenind în starea stabilă, condensatorul de cuplaj se reîncarcă prin rezistorul R_{C1} și prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 saturat și astfel circuitul este pregătit pentru generarea unui nou impuls. Rezistorul R_{C1} avînd valoare mult mai mică decît rezistorul de temporizare R_{22}, revenirea în starea stabilă se face într-un interval de timp foarte scurt și se notează cu t_{rev}.

Condiția de saturare a tranzistorului T_1 în starea cvasistabilă este dată de inegalitatea :

$$(E - U_D)/(R_{C2} + R_{11}) > E/(\beta_{1min} \cdot R_{C1}). \quad (5.9)$$

Durata impulsului generat de monostabil se obține din regimul tranzitoriu de încărcare a condensatorului C_{21} de la valoarea inițială pînă la tensiunea de prag de deschidere a joncțiunii bază-emitor și are expresia :

$$t_i = R_{22}C_{21} \cdot \ln(2E - U_D)/(E - U_D) \cong 0{,}69 \cdot R_{22}C_{21}. \quad (5.10)$$

Formele de undă caracteristice pe durata unei tranziții complete din starea stabilă în cea cvasistabilă și înapoi sînt reprezentate în figura 5.18.

Monostabil cu amplificator operațional. O funcționare de tip monostabil se poate obține și cu ajutorul amplificatoarelor operaționale, printr-o reacție pozitivă adecvată. În figura 5.19 este reprezentată schema de principiu a unui astfel de monostabil.

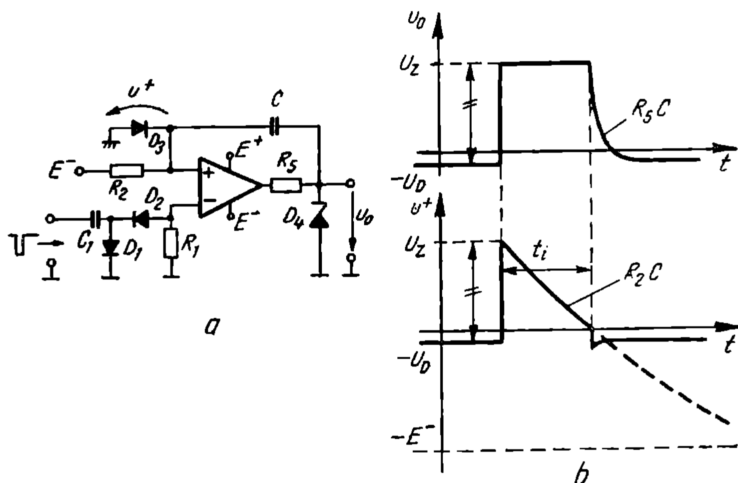


Fig. 5.19. Circuit basculant monostabil cu amplificator operațional : *a* — schema de principiu ; *b* — formele de undă pe durata temporizării.

În starea stabilă, intrarea inversoare este conectată la potențialul de referință prin rezistorul R_1, iar intrarea neinversoare se află la un potențial negativ fixat de catodul diodei D_3, polarizate direct de la sursa negativă de alimentare prin rezistorul R_2. Tensiunea de ieșire u_0 este negativă și este limitată de limitatorul bilateral asimetric cu rezistorul R_5 și dioda cu străpungere D_4. Condensatorul de temporizare este practic descărcat, fiind conectat între intrarea neinversoare și ieșire.

La aplicarea unui impuls negativ de tensiune de comandă pe intrarea inversoare, polaritatea tensiunii de ieșire devine pozitivă. Saltul de tensiune de la ieșire se transmite prin condensatorul de temporizare pe intrarea neinversoare. Astfel, intrarea neinversoare se stabilește la un potențial mai ridicat decît intrarea inversoare, menținînd ieșirea la un potențial ridicat, corespunzător *stării cvasistabile*.

Prin încărcarea condensatorului spre tensiunea negativă de alimentare prin rezistorul R_2, potențialul intrării neinversoare scade în timp și, la atingerea potențialului intrării inversoare (potențialul de referință zero), *circuitul revine rapid în starea stabilă*. Descărcarea rapidă a condensatorului după revenirea în starea stabilă se asigură prin rezistorul R_5 și dioda D_3, care se polarizează direct.

Durata temporizării ce se obține cu ajutorul acestui circuit este dată de relația :

$$t_i = R_2 C \cdot \ln(1 + U_z/E^-). \quad (5.11)$$

Formele de undă în decursul unui ciclu complet de funcționare sînt reprezentate în figura 5.19, *b*.

5.4.3.3. **Circuitul basculant astabil**

Circuitul basculant astabil se caracterizează prin existența a ***două stări cvasistabile***; în fiecare dintre aceste stări, el se menține un interval de timp determinat de valorile elementelor de circuit, după care are loc schimbarea stării, fără comandă din exterior, generînd astfel semnale periodice în timp.

Suma intervalelor de timp corespunzătoare celor două stări cvasistabile reprezintă *perioada* oscilațiilor libere, principala caracteristică a circuitului basculant astabil.

Circuitul basculant astabil face parte din categoria *oscilatoarelor de relaxare* și sînt utilizate în principal ca generatoare de impulsuri dreptunghiulare periodice.

Circuitul basculant astabil, pe scurt *astabilul*, se obține din schema generală prin includerea unor elemente reactive în divizoarele de cuplaj între etaje.

Schema de principiu a unui **astabil simetric, cu cuplaj colector-bază,** este reprezentată în figura 5.20.

Legile de variație în timp ale potențialelor colectoarelor și bazelor tranzistoarelor, în cazul în care acestea lucrează în regim saturat-blocat, sînt reprezentate în figura 5.21.

În intervalul de timp t_a, tranzistorul T_1 este saturat, potențialul colectorului este apropiat de zero, iar tranzistorul T_2 este blocat, întrucît joncțiunea bază-emitor a acestuia este polarizată invers de tensiunea existentă

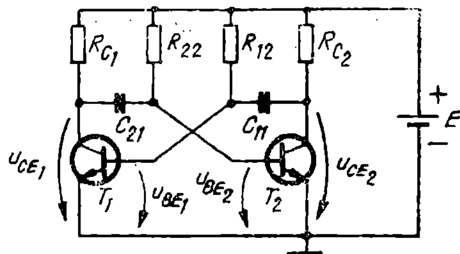


Fig. 5.20. Astabil simetric cu cuplaj colector-bază.

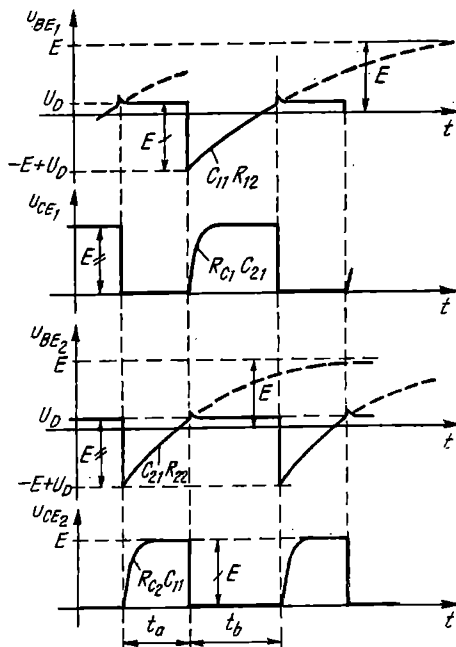


Fig. 5.21. Formele de undă pentru astabilul simetric cu cuplaj colector-bază din figura 5.20.

între bornele condensatorului C_{21}. Încărcarea condensatorului C_{21} de la o valoare inițială negativă spre tensiunea pozitivă de alimentare se face prin tranzistorul T_1 saturat și rezistorul R_{22}.

În momentul în care valoarea tensiunii pe condensatorul C_{21} atinge valoarea tensiunii de prag de deschidere a joncțiunii bază-emitor, tranzistorul T_2 se deschide, variația negativă de tensiune din colectorul acestuia se transmite prin condensatorul C_{11} pe baza tranzistorului T_1 și acesta iese din saturație. Are loc un proces cumulativ în urma căruia tranzistorul T_1 se blochează și tranzistorul T_2 se saturează.

În intervalul de timp t_a, condensatorul C_{11} se încarcă la o valoare apropiată de tensiunea de alimentare prin rezistorul R_{C2} și prin joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 saturat ; această valoare reprezintă condiția inițială pentru regimul tranzitoriu din intervalul de timp t_b.

Pentru asigurarea saturării tranzistoarelor, trebuie îndeplinite inegalitățile :

$$(E - U_D)/R_{12} > E/(\beta_{1min}R_{C1}) \; ; \quad (E - U_D)/R_{22} > E/(\beta_{2min}R_{C2}). \qquad (5.12)$$

Valorile intervalelor de timp t_a și t_b pot fi calculate cu ajutorul relațiilor :

$$t_a = C_{21}R_{22}\ln(2E - U_D)/(E - U_D) \cong C_{21}R_{22}\ln 2 \; ; \qquad (5.13)$$

$$t_b = C_{11}R_{12}\ln(2E - U_D)/(E - U_D) \cong C_{11}R_{12}\ln 2. \qquad (5.14)$$

Perioada impulsurilor generate de astabil este egală cu suma intervalelor de timp t_a și t_b, de menținere în cele două stări :

$$T = t_a + t_b \cong 0{,}7\,(C_{21}R_{22} + C_{11}R_{12}) \; ; \qquad (5.15)$$

iar frecvenţa de oscilaţie :

$$f = 1/T \cong \frac{1}{0{,}7(C_{21}R_{22} + C_{11}R_{12})} \cdot \qquad (5.16)$$

Din analiza făcută reiese că imediat după basculare, pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului care se blochează se aplică o tensiune inversă de valoare egală cu tensiunea de alimentare. La alegerea tensiunii de alimentare şi a tranzistoarelor folosite trebuie să se ţină seamă de acest lucru, pentru a nu depăşi tensiunea inversă maxim admisă a joncţiunii bază-emitor.

Inconvenientul principal al circuitului basculant astabil cu cuplaj colector-bază din figura 5.20 constă în posibilitatea ieşirii accidentale din oscilaţie, prin saturarea simultană a celor două tranzistoare. Acest inconvenient poate fi înlăturat dacă se prevede o reacţie negativă în curent continuu, care în lipsa condensatoarelor de temporizare asigură menţinerea punctelor de funcţionare ale elementelor active în regiunile active. În astfel de cazuri se poate utiliza un singur condensator de temporizare.

Schema de principiu a unui **astabil cu un singur condensator de temporizare, cu reacţie negativă în curent continuu,** care elimină posibilitatea ieşirii accidentale din oscilaţie, este reprezentată în figura 5.22, *a*. Din cauza diferenţelor de constante de timp la încărcarea şi descărcarea condensatorului în cele două stări cvasistabile, impulsurile generate sînt de durată foarte scurtă în raport cu perioada. Formele de undă caracteristice sînt date în figura 5.22, *b*.

Astabil cu comparator cu histerezis. Schema de principiu a unui astabil rezultat din combinarea unui comparator cu histerezis cu inversare cu praguri simetrice cu un circuit pasiv de integrare este reprezentată în figura 5.23.

Se consideră pentru început că, datorită reacţiei pozitive spre intrarea neinversoare, tensiunea de ieşire are valoarea maximă U_{OH}, limitată de dioda cu străpungere D_1. Condensatorul C_0 tinde să se încarce prin rezistorul R_0 către această tensiune, determinînd creşterea potenţialului intrării inversoare. În momentul în care potenţialul intrării inversoare depăşeşte potenţialul intrării neinversoare U_I', polaritatea tensiunii diferenţiale de

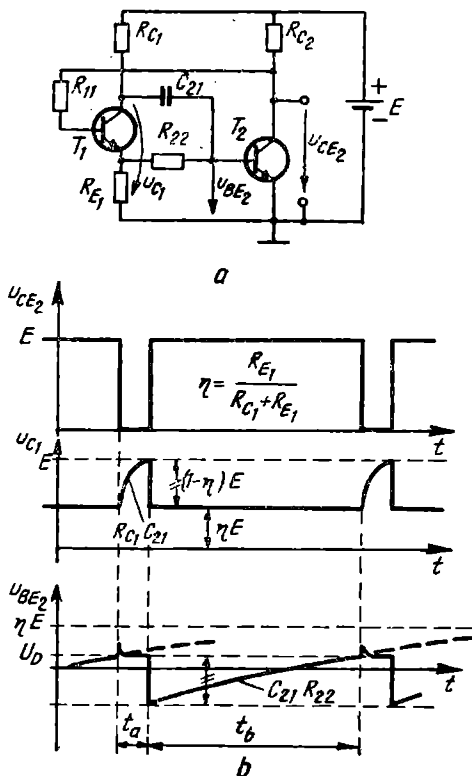


Fig. 5.22. Circuit basculant astabil cu un singur condensator de temporizare:
a **— schema de principiu;** ***b*** **— formele de undă.**

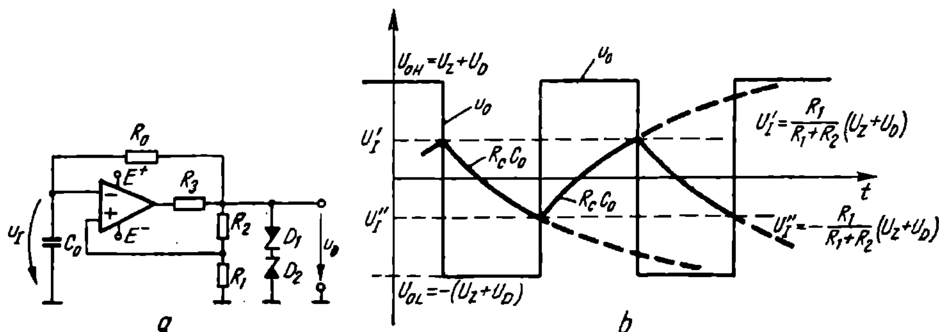


Fig. 5.23. Circuit basculant astabil cu amplificator operațional: *a* — schema de principiu; *b* — formele de undă.

intrare se schimbă şi determină schimbarea polarității tensiunii de ieşire, reacţia pozitivă asigurînd menţinerea circuitului în noua stare.

Ca urmare a tranziţiei tensiunii de ieşire la valoarea minimă negativă U_{OL}, condensatorul începe să se încarce către această nouă valoare și potenţialul intrării inversoare scade exponenţial în timp. În momentul în care potenţialul intrării inversoare scade sub valoarea actuală U_I'' a potenţialului intrării neinversoare, polaritatea tensiunii de intrare diferenţiale se schimbă din nou, determinînd tranziţia tensiunii de ieşire la valoarea maximă pozitivă.

Procesul se repetă periodic în timp cu o perioadă egală cu suma intervalelor de timp în care ieşirea se află succesiv la valoarea maximă, respectiv minimă, şi are expresia:

$$T = R_0C_0 \ln[(1 + \eta)/(1 - \eta)]; \qquad (5.17, a)$$

în care:

$$\eta = R_1/(R_1 + R_2). \qquad (5.17, b)$$

CAPITOLUL 6

CIRCUITE LOGICE

6.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Circuitele logice reprezintă o clasă de *circuite capabile să efectueze operaţii logice*. Există o mare varietate de circuite logice, realizate mecanic, electromecanic, electric sau magnetic. Proprietatea lor comună rezidă în faptul că funcţionarea lor, adică interconexiunile realizate pot fi descrise prin funcţii booleene. După cum se ştie, *algebra logică* sau *algebra booleană* reprezintă o metodă simbolică pentru studiul matematic al relaţiilor logice, fundamentată de matematicianul englez G. Boole în anul 1854.

Algebra logică operează cu variabile şi funcţii care iau valori în mulţimi cu două elemente, corespunzătoare unor valori logice elementare da/nu, adevărat/fals etc.

Circuitele logice electronice utilizează elemente pasive şi elemente active neliniare. Reprezentarea funcţiilor şi variabilelor booleene se face de obicei prin atribuirea valorilor logice unor mulţimi disjuncte, arbitrare, de potenţial ale punctelor caracteristice din circuit.

6.1.1. PROPRIETĂŢI LOGICE

Se consideră amplificatorul limitator inversor din figura 6.1.

Urmărind caracteristica de transfer, se observă că în regiunile *I* şi *III* tensiunea de ieşire nu depinde de tensiunea de intrare, tranzistorul fiind blocat, respectiv saturat. Mai precis, dacă tensiunea u_I este mai mică decît tensiunea de prag de deschidere a joncţiunii bază-emitor, tranzistorul este blocat şi tensiunea de ieşire rămîne aproximativ egală cu tensiunea de alimentare, iar dacă tensiunea u_I este mai mare decît valoarea care produce saturarea incipientă a tranzistorului, tranzistorul este saturat şi în primă aproximaţie tensiunea de ieşire este zero.

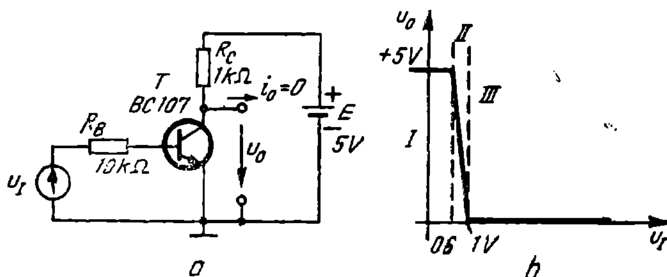


Fig. 6.1. Amplificator limitator inversor :
a — schema de principiu ; *b* — caracteristica de transfer.

Într-un sistem discret cu logică cu două nivele, tensiunile u_I și u_0 pot reprezenta variabile booleene, denumite și variabile binare. Atribuirea valorilor logice din tabelul 6.1 la domeniile respective de tensiuni este denumită *reprezentare logică pozitivă.*

Tabelul 6.1

Domeniul de tensiuni		Valoare logică atribuită
$2\ V < u_I \leqslant 5\ V$	*H*	1
$-1\ V < u_I < +0{,}5\ V$	*L*	0

Literele *L* și *H* indică faptul că în logică pozitivă la domeniul de potențial mai mic (L—low) corespunde valoarea logică 0, în timp ce pentru domeniul de potențial mai ridicat (H—high) corespunde valoarea logică 1.

Dacă amplificatorul inversor se comandă cu o tensiune din domeniile precizate în tabelul 6.1, tensiunea de ieșire se situează în aceleași domenii. Funcționarea poate fi descrisă în termeni de variabile binare, ca în tabelul 6.2.

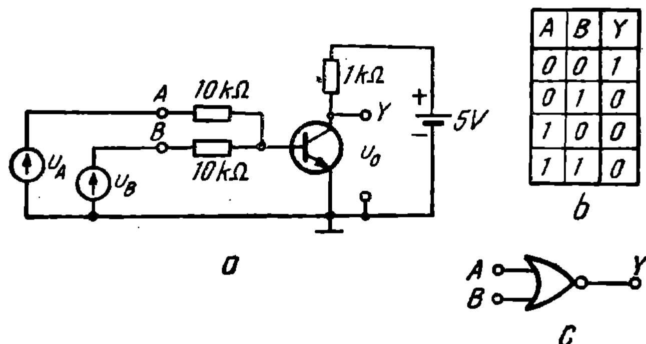
Funcția logică realizată de amplificatorul inversor se numește *complementare* sau *negare,* iar circuitul este denumit *inversor.*

Circuitul inversor prezintă o serie de proprietăți utile. Astfel, trebuie observat că tensiunea de ieșire este mai bine cuantizată sau delimitată decît tensiunea de intrare. Orice tensiune de intrare mai mică de 0,5 V produce la ieșire o tensiune apropiată de +5 V, în timp ce orice tensiune mai mare de 1—1,5 V determină la ieșire o tensiune apropiată de zero.

Tabelul 6.2

Intrare	Ieșire
0	1
1	0

Inversorul furnizează și un cîștig de putere. Cînd intrarea are valoare logică 1, circuitul prezintă o rezistență de intrare de 10 kΩ. Cînd ieșirea are valoare logică 1, rezistența de ieșire este de 1 kΩ.



A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 6.2. Inversor cu rezistoare și tranzistor, cu două intrări: *a* — schema de principiu ; *b* — tabelul de adevăr pentru funcția logică realizată ; *c* — simbolul utilizat pentru reprezentare.

Ca urmare, inversorul poate comanda cel puțin alte 20 de circuite identice, fără ca tensiunea de ieșire să scadă sub 2 V (limita inferioară prescrisă domeniului de tensiuni asociat valorii logice 1).

Se spune că circuitul la nivelul logic 1 are o *capacitate de comandă* de cel puțin 20.

Dacă se adaugă rezistențe în baza inversorului, așa cum se arată în figura 6.2, circuitul obținut realizează o funcție logică și este denumit *poartă logică*. Folosind reprezentarea din tabelul 6.1, rezultă că dacă tensiunea la oricare din intrări are valoarea logică 1, adică pozitivă, atunci ieșirea are valoarea logică 0, adică tranzistorul este saturat. Notînd cu A și B variabilele binare asociate potențialelor celor două intrări și cu Y funcția asociată potențialului de ieșire, funcția logică realizată este descrisă prin *tabelul de adevăr* dat în figura 6.2, *b*.

Poarta logică din figura 6.2, *a* realizează funcția SAU-NU.

6.1.2. CLASIFICAREA CIRCUITELOR LOGICE

Circuitele logice mai complexe prezintă mai multe intrări și ieșiri, fiecare dintre acestea putînd lua doar două valori logice distincte. Mărimile de ieșire sînt funcții booleene ale mărimilor de intrare. Dacă sînt incluse și circuite logice capabile să memoreze anumite stări, cum ar fi circuitul basculant bistabil, mărimile de ieșire pot fi influențate de stările acestora.

De asemenea, mărimile de intrare și de ieșire se pot schimba în timp în mod întîmplător sau numai la momente de timp marcate prin semnale de tact (clock), furnizate de un generator de tact de sincronizare.

În raport cu aceste criterii, circuitele logice pot fi clasificate în :

— *circuite logice combinaționale*, la care mărimile de ieșire sînt funcții booleene ale mărimilor, aplicate simultan la intrări ;

— *circuite logice secvențiale sincrone și asincrone*, la care ansamblul de mărimi de ieșire la un moment dat depinde atît de mărimile aplicate la intrări

la momentul respectiv, cît și de evoluția anterioară a sistemului. La circuitele sincrone, tranzițiile mărimilor se produc simultan în ritmul semnalelor de tact, iar la circuitele asincrone, tranzițiile se produc la momente de timp diferite.

6.2. CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE. PRINCIPII DE PROIECTARE

Circuitele logice combinaționale permit realizarea fizică (implementarea) funcțiilor booleene. Pentru a micșora varietatea de circuite folosite și a simplifica astfel proiectarea schemelor logice se utilizează circuite logice simple, care realizează funcții logice elementare, denumite *porți logice*.

Se poate arăta că pentru n variabile independente se pot construi 2^{2^n} funcții booleene distincte. Astfel, la creșterea numărului de variabile, numărul funcțiilor distincte crește foarte repede și practic numai funcțiile booleene de o singură, respectiv de două variabile, prezintă interes.

Un număr de funcții booleene de două variabile A și B, cu precizarea valorilor lor pentru toate combinațiile de valori ale variabilelor independente, împreună cu simbolurile și notațiile folosite, sînt date în tabelul 6.3.

Tabelul 6.3

Variabile		Funcții booleene de două variabile						
A	B	A	$\bar{A}$	$A+B$	$A \cdot B$	$A \oplus B$	$\overline{A+B}$	$\overline{A \cdot B}$
0	0	0	1	0	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	0	1	1	0	0	0
Simbol		A ▷ A	A ▷○ $\bar{A}$	A, B → A+B	A, B → A·B	A, B → A⊕B	A, B → $\overline{A+B}$	A, B → $\overline{A \cdot B}$
Denumire		Tampon	Inversor	Sumă logică	Produs logic	*SAU-exclusiv*	*NICI*	*NUMAI*

Se poate arăta că prin combinarea acestor elemente se pot realiza toate celelalte funcții booleene. În practică se întîlnesc și porți cu mai mult de două intrări, care însă realizează fie numai funcțiile elementare de tipul *ȘI*, *SAU*, fie funcții logice mai complexe pentru aplicații specifice, cum sînt sumatoarele, comparatoarele, decodificatoarele etc.

Funcţiile booleene de mai multe variabile pot fi exprimate convenabil cu ajutorul unor funcţii particulare, denumite termeni P şi termeni S. Termenul P este o funcţie booleană de mai multe variabile care ia valoarea 1 pentru o singură combinaţie 'e valori ale variabilelor, pentru celelalte combinaţii el avînd valoarea 0. Termenul S este o funcţie particulară, care ia valoarea 0 pentru o singură combinaţie de valori ale variabilelor, în rest avînd valoarea 1. În figura 6.3 sînt date tabelele de valori a două astfel de funcţii.

Termenul P se scrie ca un produs logic al tuturor variabilelor negate sau nenegate. Variabilele avînd valoarea 0 în combinaţia respectivă sînt negate, iar cele care au valoarea 1 sînt nenegate.

Termenul S se scrie ca o sumă logică a tuturor variabilelor negate sau nenegate. Variabilele avînd valoarea 0 în combinaţia respectivă sînt nenegate, iar cele care au valoarea 1 sînt negate.

Expresiile funcţiilor din figura 6.3, alese ca exemplu, sînt următoarele :

$$P_3 = \bar{C} \cdot B \cdot A \; ; \tag{6.1}$$

$$S_6 = \bar{C} + \bar{B} + A . \tag{6.2}$$

Aceste funcţii se implementează cu ajutorul porţilor logice cu mai multe intrări de tip *ŞI*, respectiv *SAU*.

Funcţiile booleene se exprimă sub *formă canonică* ca o *sumă logică de termeni P* asociaţi combinaţiilor de valori de variabile pentru care funcţiile iau valoarea 1, respectiv ca un *produs logic de termeni S* corespunzători combinaţiilor de valori de variabile usntru care funcţiile iau valoarea 0.

Astfel, expresiile funcţiei F din figura 6.3 sînt :

$$\begin{aligned} F = \bar{C} \cdot \bar{B} \cdot A + \bar{C}\, B \cdot A + C \cdot \bar{B} \cdot A = (C + B + A) \cdot \\ \cdot (C + \bar{B} + A) \cdot (\bar{C} + B + A) \cdot (\bar{C} + \bar{B} + A) \cdot (\bar{C} + \bar{B} + \bar{A}), \end{aligned} \tag{6.3}$$

iar schema logică cu porţi care realizează această funcţie este reprezentată în figura 6.4.

Implementarea directă a expresiilor canonice ale funcţiilor booleene conduce la soluţii neeconomice şi puţin fiabile din cauza numărului mare de porţi şi legături necesare.

C	B	A	P_3	S_6	F
0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	0	0
1	1	1	0	1	0

Fig. 6.3. Tabelele de valori a două funcţii de tip P şi S şi a unei funcţii oarecare.

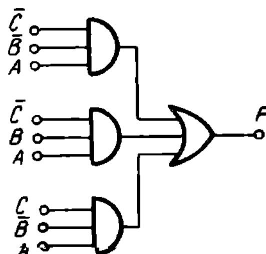


Fig. 6.4. Schema logică a circuitului care realizează funcţia F.

Reducerea expresiilor față de formele canonice este posibilă în foarte multe cazuri, obținînd reducerea numărului de porți și de legături necesare pentru implementarea funcțiilor. Reducerea expresiilor funcțiilor booleene, denumită și *minimizare*, are la bază teoremele ce se deduc din postulatele algebrei booleene.

Printre cele mai importante se numără teorema dublei negații (6.4), teoremele de dualitate De Morgan (6.5), teoremele de absorbție (6.6) și teoremele de distributivitate (6.7) :

$$\overline{\overline{A}} = A\,; \tag{6.4}$$

$$\overline{A + B} = \overline{A}\cdot\overline{B}\,; \qquad \overline{A\cdot B} = \overline{A} + \overline{B}\,; \tag{6.5}$$

$$A + A\cdot B = A\,; \qquad A\cdot(A + B) = A\,; \tag{6.6}$$

$$A\cdot(B + C) = A\cdot B + A\cdot C. \tag{6.7}$$

6.2.3. DIAGRAMA KARNAUGH

Minimizarea funcțiilor booleene cu număr mic de variabile ($n < 5$) se poate face intuitiv și repede cu ajutorul diagramelor Karnaugh.

Diagrama Karnaugh este o matrice de 2^n căsuțe, așezate convenabil, în care fiecare căsuță corespunde la o combinație distinctă de valori ale celor n variabile, reprezentînd astfel toate punctele ale domeniului de definiție. Fiecărei căsuțe îi va corespunde un termen P, respectiv S. Reprezentarea unei funcții într-o diagramă Karnaugh se reduce la completarea căsuțelor cu valorile respective ale funcției. În figura 6.5 sînt reprezentate diagramele Karnaugh pentru 2, 3 și 4 variabile. Valorile variabilelor corespunzătoare unei căsuțe se citesc pe verticala, respectiv orizontala căsuței respective.

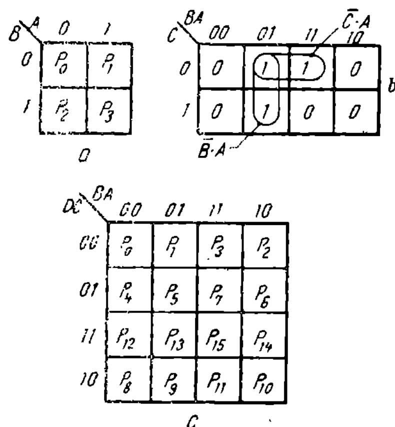


Fig. 6.5. Diagrame Karnaugh:
a — pentru două variabile; *b* — pentru trei variabile cu reprezentarea funcției *F* din figura 6.4; *c* — pentru patru variabile cu termeni *P*.

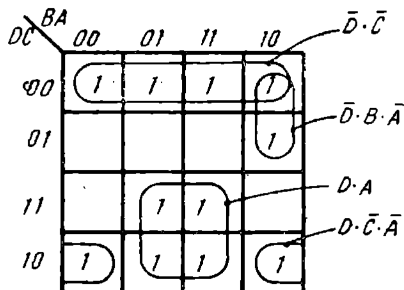


Fig. 6.6. Reprezentarea termenilor cu număr mic de variabile.

Minimizarea funcţiilor booleene cu ajutorul diagramelor Karnaugh se bazează pe observaţia că produsul logic a m variabile negate sau nenegate, cu $m < n$, corespunde unui număr de 2^{n-m} căsuţe vecine din diagrama pentru n variabile. În figura 6.6 sînt date cîteva exemple pentru patru variabile.

6.2.4. EXEMPLE DE CIRCUITE COMBINAŢIONALE

Folosind aceste proprietăţi, expresia funcţiei F reprezentate în figura 6.5, *b* poate fi simplificată la :

$$F = \bar{B} \cdot A + \bar{C} \cdot A = (\bar{B} + \bar{C}) \cdot A. \tag{6.8}$$

Implementarea funcţiei F simplificate se face cu un număr mai mic de porţi şi cu mai puţine intrări. Schemele logice a două circuite care realizează funcţia F sînt reprezentate în figura 6.7.

Prin minimizarea funcţiilor şi implementarea acestora se poate micşora numărul de circuite necesare. Trebuie menţionat însă că operaţia de minimizare nu este univocă, putînd duce la scheme logice diferite pentru aceeaşi funcţie ; alegerea soluţiei convenabile îi revine proiectantului de circuit.

Astfel *proiectarea circuitelor logice combinaţionale* cuprinde următoarele etape :

— definirea variabilelor de intrare şi specificarea valorilor funcţiilor de la ieşire pentru toate combinaţiile de valori posibile ale variabilelor de intrare, prin scrierea expresiilor sau prin completarea tabelelor de valori/diagramelor Karnaugh ;

— reducerea sau minimizarea funcţiilor respective pe baza postulatelor sau teoremelor ;

— crearea schemelor logice corespunzătoare cu ajutorul elementelor standard, cuprinse în cataloagele fabricanţilor de astfel de elemente, respectînd regulile de interconectare şi de încărcare a ieşirilor de către intrări.

În continuare se consideră un *circuit logic combinaţional care asigură comanda unui dispozitiv de afişaj cu şapte segmente*, pornind de la reprezentarea numerelor zecimale de la 0 la 9 printr-un grup de patru variabile binare (biţi), denumit cod.

Presupunînd că pentru iluminarea segmentelor este necesară o valoare logică 1 pe intrările corespunzătoare acestor segmente din dispozitivul de afişaj, în figura 6.8, *d* se indică sub formă de tabel funcţiile logice care comandă cele şapte intrări.

Circuitul logic combinaţional integrat SN 7448 realizează cele şapte funcţii ($a, \ldots, g$), fiecare de patru variabile (D, C, B, A).

În figura 6.9 este reprezentată *schema logică a circuitului care realizează funcţia logică „e“.*

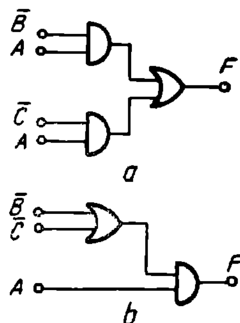
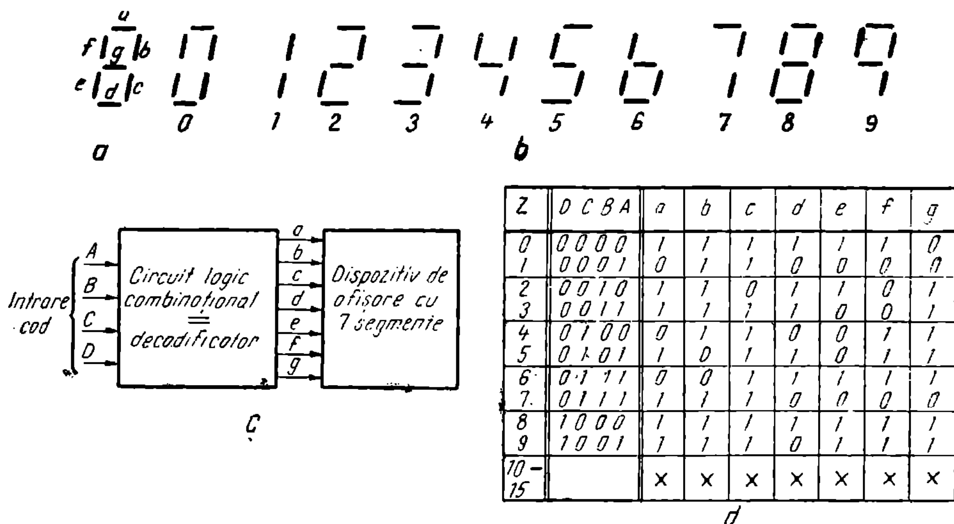


Fig. 6.7. Schemele logice ale circuitelor care realizează funcţia F.



Z	D C B A	a	b	c	d	e	f	g
0	0 0 0 0	1	1	1	1	1	1	0
1	0 0 0 1	0	1	1	0	0	0	0
2	0 0 1 0	1	1	0	1	1	0	1
3	0 0 1 1	1	1	1	1	0	0	1
4	0 1 0 0	0	1	1	0	0	1	1
5	0 1 0 1	1	0	1	1	0	1	1
6	0 1 1 1	0	0	1	1	1	1	1
7	0 1 1 1	1	1	1	0	0	0	0
8	1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1
9	1 0 0 1	1	1	1	0	1	1	1
10 – 15		×	×	×	×	×	×	×

Fig. 6.8. Sistem de afişaj cu şapte segmente:
a — identificarea segmentelor; *b* — afişajul dorit; *c* — circuit logic de comandă *d* — tabelul de adevăr pentru funcţiile de comandă.

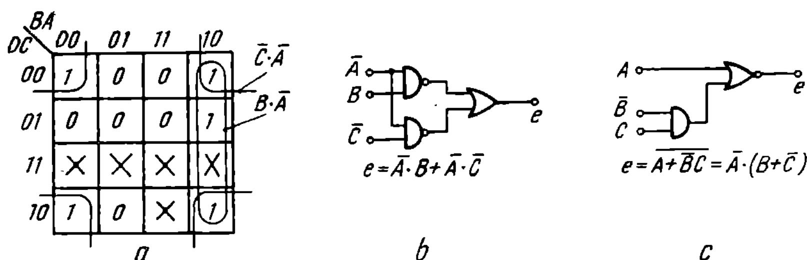


Fig. 6.9. Funcţia „e":
a — diagrama Karnaugh pentru funcţia „e"; *b*, *c* — exemple de realizare a funcţiei „e" cu porţi logice.

6.3. CIRCUITE DE MEMORIE — CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE

Circuitele basculante bistabile pot fi utilizate ca memorii elementare prin asocierea valorilor logice ale funcţiilor şi variabilelor booleene celor două stări stabile ale circuitelor respective. Circuitele basculante bistabile devin efectiv utile numai dacă sînt prevăzute cu intrări prin care se poate controla evoluţia în timp a stărilor lor. În funcţie de modul de realizare a controlului stărilor, circuitele basculante bistabile se împart în:

— circuite basculante bistabile sincrone;
— circuite basculante bistabile asincrone.

La circuitele asincrone tranziţiile de la ieşiri urmăresc tranziţiile ce se produc la intrări la momente aleatoare în timp. La circuitele sincrone tranziţiile de la ieşire au loc numai la momente de timp bine determinate, marcate

cu ajutorul semnalelor de tact. Tranziţiile în stările ulterioare sînt determinate de stările anterioare şi de combinaţiile de valori logice aplicate la intrările de date. Comanda sincronă a circuitelor basculante bistabile se face de obicei fie pe fronturi, fie pe palierele semnalelor de tact.

6.3.1. BISTABILUL ASINCRON *RS*

Schema de principiu, schema logică şi tabelul de adevăr pentru bistabilul *RS* cu porţi *SAU-NU* cu două intrări din figura 6.2, sînt reprezentate în figura 6.10.

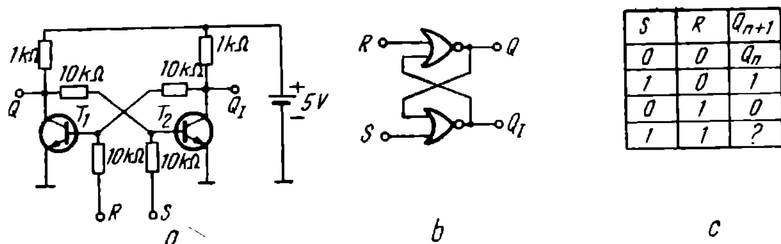
Bistabilul are două intrări, notate cu R şi S (iniţialele denumirilor Set şi Reset), şi două ieşiri, notate cu Q şi Q_I.

Dacă cele două intrări se află la 0 logic, bistabilul se poate afla în oricare dintre cele două stări stabile, starea actuală fiind determinată de evoluţia anterioară în timp a acestuia. În aceste condiţii cele două ieşiri au valori logice complementare. Considerînd că ieşirea Q reprezintă o variabilă booleană, ieşirea Q_I va reprezenta complementara acestei variabile, pe scurt negaţia ei :

$$R = S = 0 \Rightarrow Q = \overline{R + Q_I} = \overline{Q_I} \; ; \qquad Q_I = \overline{S + Q} = \overline{Q}. \tag{6.9}$$

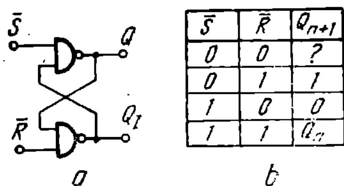
Prin aplicarea de nivele logice adecvate pe cele două intrări, R şi S, se poate impune orice stare, modificînd astfel informaţia elementară memorată. Trecerea forţată în starea 1 prin comanda $S = 1$; $R = 0$ poartă denumirea de *iniţializare* (Set) sau înscrierea unităţii, iar forţarea stării 0 la ieşirea Q prin comanda $S = 0$; $R = 1$ este denumită *ştergere* (Reset). Prin revenirea la combinaţia $S = R = 0$, bistabilul memorează stările respective.

Examinînd tabelul de adevăr al *porţii SAU-NU*, se observă că prin comanda $S = R = 1$, ambele ieşiri se stabilesc la nivelul 0. Starea ulterioară încetării acestei combinaţii de valori de intrare nu este univoc determinată, stabilirea într-una dintre stările stabile fiind înfluenţată de nesimetriile existente în circuit. Nedeterminarea astfel apărută trebuie evitată ; ca urmare se interzice combinaţia respectivă de valori ce se aplică la intrări.



S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
1	0	1
0	1	0
1	1	?

Fig. 6.10. Bistabilul *RS* cu porţi *SAU-NU* :
a — schema de principiu ; *b* — schema logică ; *c* — tabelul de adevăr pentru tranziţii.



$\bar{S}$	$\bar{R}$	Q_{n+1}
0	0	?
0	1	1
1	0	0
1	1	Q_n

Fig. 6.11. Bistabilul $\overline{S}\overline{R}$ cu porţi *ŞI-NU*:
a — schema logică; *b* — tabelul de adevăr.

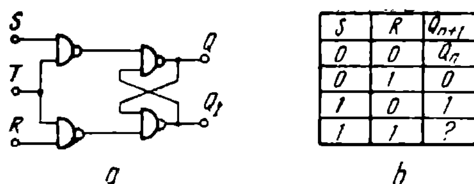
În figura 6.11 este reprezentată schema logică a unui bistabil cu *porţi ŞI-NU*. Intrările sînt notate cu $\bar{R}$ şi $\bar{S}$ întrucît nivelele active care determină tranziţii la ieşiri sînt 0 logic. În aceeaşi figură este reprezentat şi tabelul de adevăr pentru tranziţiile la ieşire (fig. 6.11, *b*).

Combinaţia de valori de intrare $\bar{R}=\bar{S}=0$ care conduce la nedeterminare trebuie evitată.

6.3.2. BISTABILUL SINCRON *RST*

Schema logică a bistabilului *RST* este dată în figura 6.12. Spre deosebire de bistabilul *RS*, tranziţiile la ieşire în stările corespunzătoare combinaţiilor de valori de intrare *R* şi *S* se produc numai după tranziţia 0 → 1 pe intrarea de tact *T*. După cum se observă din tabelul de adevăr, combinaţia de valori $R = S = 1$ pentru $T = 1$ conduce la nedeterminare şi trebuie evitată.

Bistabilul *RST* este denumit şi *semiregistru*.



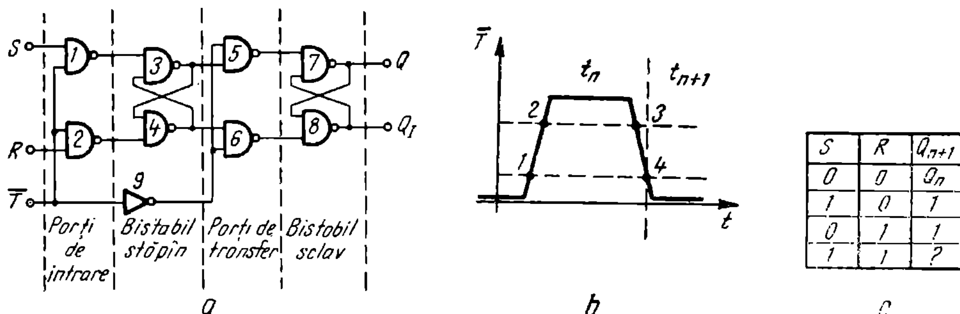
S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	?

Fig. 6.12. Bistabilul *RST*:
a — schema logică; *b* — tabelul de adevăr.

6.3.3. BISTABILUL *RS* STĂPÎN-SCLAV

Bistabilul *RS* stăpîn-sclav se obţine prin conectarea în cascadă a două semiregistre comandate în antifază pe intrările de tact. Primul bistabil este numit stăpîn, iar cel de-al doilea — sclav. Comanda în antifază pe intrările de tact se asigură cu ajutorul inversorului intercalat între aceste intrări. Tranziţiile la acest bistabil sînt comandate de paliere şi praguri definite pe impulsurile de tact şi nu depind de durata acestora.

Schema logică a *bistabilului RS stăpîn-sclav realizat cu porţi ŞI-NU* este reprezentată în figura 6.13.



S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
1	0	1
0	1	1
1	1	?

Fig. 6.13. Bistabilul *RS* stăpîn-sclav:
a — schema logică; *b* — impulsul de tact stăpîn-sclav; *c* — tabelul de adevăr.

Impulsul de tact stăpîn-sclav (*T*) asigură controlul riguros al fluxului de informație prin bistabilul stăpîn-sclav.

La tranziția $0 \rightarrow 1$ a impulsului de tact, întîi (*1*) se blochează porțile de transfer și întrerup legătura dintre stăpîn și sclav, după care (*2*) se deschid porțile de intrare și permit transferul combinației de intrare *R*, *S* în bistabilul stăpîn, pe palierul superior al impulsului de tact.

La tranziția $1 \rightarrow 0$ a impulsului de tact, întîi (*3*) se blochează porțile de intrare și întrerup legătura dintre intrările de date *S*, *R* și bistabilul stăpîn, după care (*4*) se deschid porțile de transfer și permit transferul conținutului bistabilului stăpîn în bistabilul sclav, adică la ieșire, pe palierul inferior al impulsului de tact.

Trebuie menționată și la acest bistabil existența unei combinații de valori interzise pe intrările de date, spre a evita nedeterminarea stărilor de ieșire.

6.3.4. BISTABILUL *JK*

Bistabilul sincron *JK* elimină dezavantajul major al bistabililor anteriori, dat de existența combinațiilor de valori interzise pe intrările de date, care conduc la nedeterminare. Starea ulterioară a bistabilului *JK* este determinată univoc pentru toate combinațiile de valori aplicate la intrările de date.

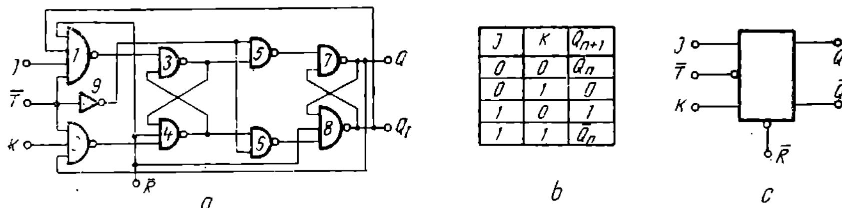
Varianta de realizare *JK* stăpîn-sclav se obține prin conectarea ieșirilor bistabilului sclav la porțile de intrare. Astfel se elimină combinațiile interzise la intrările propriu-zise $\bar{R}\bar{S}$ ale bistabilului stăpîn pe durata palierului superior al impulsului de tact, cînd porțile de intrare sînt activate.

Schema logică a unui bistabil *JK* stăpîn-sclav este reprezentată în figura 6.14. În aceeași figură se indică tabelul de adevăr și simbolul utilizat pentru bistabilul *JK*.

Se observă că pentru combinația de valori de intrare $J = K = 1$ aplicarea impulsului de tact complet determină inversarea stării la ieșire.

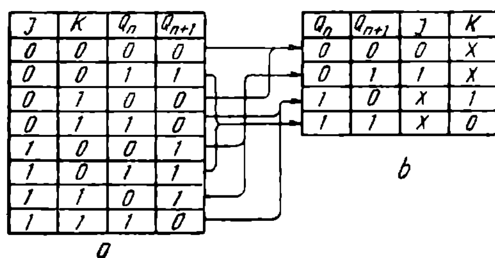
Cerculețul în dreptul intrării de tact indică faptul că tranzițiile la ieșire corespunzătoare transferului conținutului bistabilului stăpîn în sclav au loc pe durata palierului inferior al impulsului de tact.

Pe durata palierului superior al impulsului de tact, intrările de date *J*, *K* fiind conectate la bistabilul stăpîn, o funcționare sigură conformă tabelului de adevăr se obține dacă nivelele aplicate pe intrările de date *J*, *K* rămîn constante în acest interval.



J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

Fig. 6.14. Bistabilul sincron *JK*:
a — schema logică a bistabilului *JK* stăpîn-sclav cu porți *ȘI-NU*; *b* — tabelul de adevăr; *c* — simbolul utilizat pentru bistabilul *JK*.



J	K	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

a

Q_n	Q_{n+1}	J	K
0	0	0	X
0	1	1	X
1	0	X	1
1	1	X	0

b

Fig. 6.15. Programarea intrărilor de date la bistabilul JK pentru tranziții dorite la ieșire: *a* — tabelul de adevăr pentru bistabilul JK; *b* — tabelul de excitație.

Intrările $\bar{S}$, $\bar{R}$ sînt asincrone de inițializare și ștergere, cu acțiune similară cu intrările bistabilului $\bar{R}\bar{S}$ din figura 6.11. Trebuie evitată combinația interzisă de valori $\bar{R} = \bar{S} = 0$ pe aceste intrări.

Prin examinarea tabelului de adevăr al bistabilului JK se observă că tranzițiile la ieșire pot fi prevăzute (mai mult, pot fi programate) cu ajutorul valorilor logice adecvate aplicate pe intrările de date.

Trecerea într-o anumită stare la ieșire se poate obține pentru mai multe combinații de valori prezentate pe intrările de date J, K, așa cum se arată în tabelul din figura 6.15.

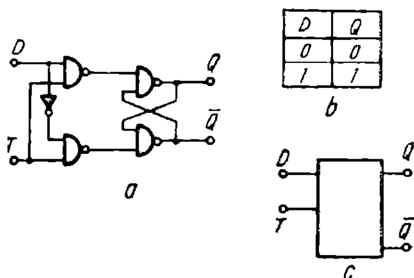
Astfel, pentru o tranziție $0 \rightarrow 1$ la ieșire, înainte și pe durata impulsului de tact, pe intrarea J trebuie aplicat 1 iar pe intrarea K — nivelul 0 sau 1. Semnul X arată că pe acele intrări se poate aplica 0 sau 1, fără să afecteze tranzițiile cerute.

6.3.5. BISTABILUL *D* CU ZĂVORÎRE

Bistabilul D cu zăvorîre are o singură intrare de date, care este reprodusă la ieșire pe toată durata palierului superior al impulsului de tact. Pe durata palierului inferior al impulsului de tact T, bistabilul D memorează informația existentă pe intrarea de date imediat anterior tranziției $1 \rightarrow 0$ pe intrarea de tact.

Bistabilul D cu zăvorîre se utilizează de obicei *ca element de memorie intermediară în sistemele de afișaj alfanumeric.*

Schema logică a unui bistabil D cu zăvorîre, reprezentată în figura 6.16, se obține dintr-un bistabil RST, prin excitarea în antifază pe intrările de date $S = D$ și $R = \bar{D}$.



D	Q
0	0
1	1

Fig. 6.16. Bistabilul D cu zăvorîre: *a* — schema logică; *b* — tabelul de adevăr; *c* — simbolul utilizat.

6.3.6. BISTABILUL *D* ACȚIONAT PE FRONT

Bistabilul D acționat pe front are o singură intrare de date, notată cu D și care este transferatăla ieșire numai pe durata tranziției $0 \rightarrow 1$ pe intrarea de tact T. Tranzițiile pe intrarea de date nu afectează ieșirea pe durata palierelor impulsului de tact. Pentru o funcționare sigură, durata tranziției $0 \rightarrow 1$ pe intrarea de tact este limitată superior. Bistabilul D acționat pe front se utilizează în principal *la construirea registrelor de deplasare.*

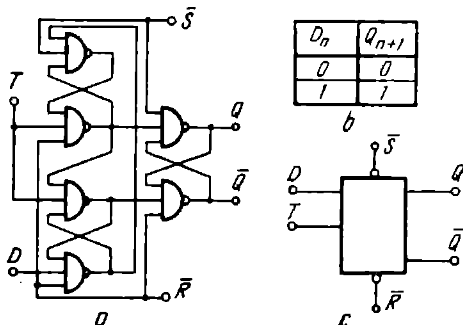


Fig. 6.17. Bistabilul D acționat pe front: *a* — schema logică; *b* — tabelul de adevăr; *c* — simbolul utilizat.

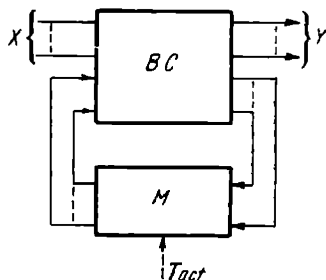


Fig. 6.18. Schema bloc a unui circuit logic secvențial.

Schema logică a unui bistabil D acționat pe front este reprezentată în figura 6.17, *a*. De obicei bistabilul D acționat pe front este prevăzut și cu intrări asincrone de inițializare și ștergere.

6.4. CIRCUITE LOGICE SECVENȚIALE

Reprezentarea schematică a unui circuit logic secvențial este dată în figura 6.18. Notațiile folosite au următoarele semnificații:

X — ansamblul variabilelor de intrare;

Y — ansamblul variabilelor de ieșire sau funcțiile de ieșire;

BC — ansamblul circuitelor combinaționale;

M — ansamblul circuitelor de memorie.

După cum s-a specificat, ansamblul de mărimi de ieșire Y, respectiv starea ulterioară/actuală a sistemului, depinde atît de ansamblul de mărimi X aplicat la intrări, cît și de starea actuală/anterioară a sistemului caracterizată de blocul de memorie.

6.4.1. NUMĂRĂTOARE

Numărătoarele sînt *circuite logice secvențiale cu un număr finit de stări distincte; parcurgerea succesivă a acestor stări într-o anumită ordine se face sub acțiunea impulsurilor de tact de comandă.*

De obicei stările distincte ale numărătorului, reprezentate prin combinațiile de valori ale variabilelor asociate ieșirilor celulelor elementare de memorie (bistabili), sînt puse în corespondență cu submulțimi finite de numere naturale și reprezintă codul numărătorului.

Cel mai simplu numărător, **numărătorul binar elementar,** are doar două stări stabile distincte și la fiecare impuls de tact aplicat își schimbă starea.

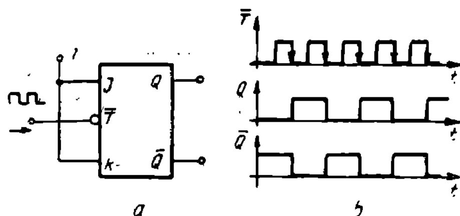


Fig. 6.19. Numărător binar cu bistabil JK :
a — schema logică ; b — formele de undă.

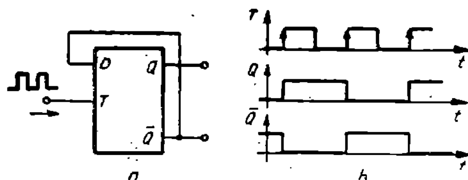


Fig. 6.20. Numărător binar cu bistabil D acționat pe front :
a — schema logică ; b — formele de undă.

Numărătorul binar elementar se obține fie dintr-un bistabil JK avînd intrările de date $J = K = 1$, fie dintr-un bistabil D acționat pe front, avînd ieșirea negată conectată la intrarea de date D.

Schemele logice și formele de undă corespunzătoare tranzițiilor de la ieșire în cazul unei succesiuni de impulsuri de tact periodice sînt reprezentate în figura 6.19 și figura 6.20.

Numărătorul asincron se obține prin conectarea în cascadă a mai multor numărătoare elementare. Ieșirea unei celule de numărare reprezintă semnalul de tact ce se aplică la intrarea celulei următoare.

Prin aplicarea semnalelor de tact la intrarea primei celule de numărare, numărătorul parcurge succesiv cele 2^n stări distincte, unde n reprezintă numărul de celule elementare conectate în cascadă.

În figura 6.21 este reprezentată schema logică a unui *numărător asincron cu $2^3 = 8$ stări distincte, realizat cu ajutorul a trei bistabili JK*. Variabilele booleene A, B, C sînt asociate ieșirilor celor trei bistabili și permit caracterizarea stărilor numărătorului.

Examinînd formele de undă obținute la ieșiri pentru un semnal de tact periodic aplicat la intrare, se constată că frecvența de repetiție a impulsurilor de la ieșire este jumătate din frecvența de repetiție a impulsurilor de tact (fiecare celulă de numărare realizează o divizare de frecvență cu un factor 2).

Capacitatea sau *factorul de divizare* al unui numărător reprezintă numărul N de stări permise, care sînt parcurse la o funcționare normală.

Capacitatea unui numărător cu n celule poate fi micșorată la $N < 2^n$ prin decodificarea combinației de valori corespunzătoare scrierii numărului N în baza de numerație 2 și ștergerea forțată a fiecărei celule prin intrările asincrone $\overline{R}$.

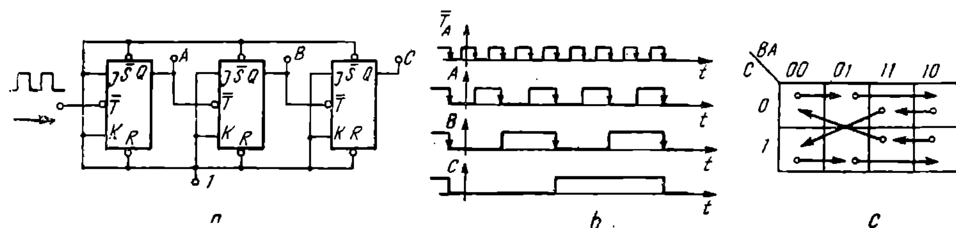


Fig. 6.21. Numărător asincron cu opt stări :
a — schema logică ; b — formele de undă ; c — succesiunea stărilor numărătorului în diagrama Karnaugh.

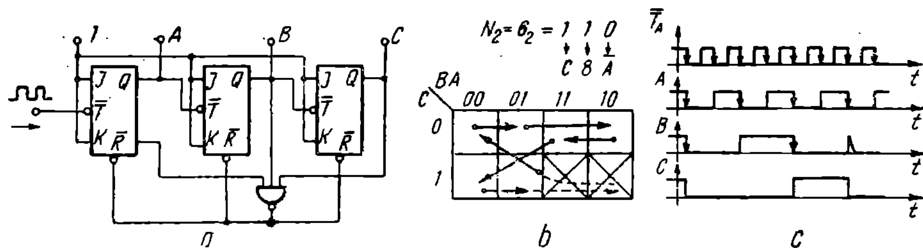


Fig. 6.22. Numărător asincron cu reacţie:
a — schema logică; *b* — succesiunea stărilor în diagrama Karnaugh; *c* — formele de undă.

Schema logică a unui astfel de *numărător cu reacţie* cu $N = 6$ este reprezentată în figura 6.22.

Numărătorul sincron se deosebeşte de numărătorul asincron prin faptul că toţi bistabilii sînt comandaţi pe intrările de tact cu acelaşi semnal de tact. Succesiunea dorită a stărilor numărătorului se obţine prin programarea intrărilor de date în funcţie de starea actuală a numărătorului; implementarea funcţiilor respective se face cu ajutorul unor circuite combinaţionale.

Pentru o structură dată de numărător sincron, determinarea stărilor ulterioare ale bistabililor *JK* se poate face calculînd valorile funcţiei Q_{n+1} din tabelul de tranziţii din figura 6.15:

$$Q_{n-1} = J \cdot \overline{Q}_n + \overline{K} \cdot Q_n. \qquad (6.10)$$

În figura 6.23 este dată schema logică a unui numărător sincron cu patru stări distincte, iar în figura 6.24 — schema logică a unui numărător sincron

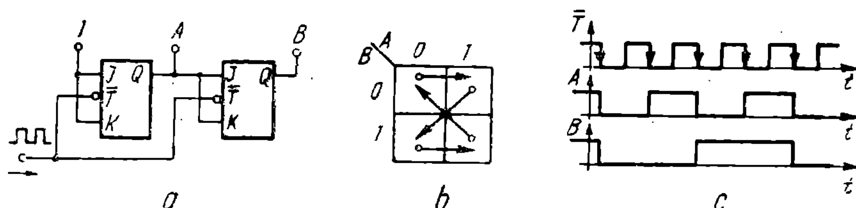


Fig. 6.23. Numărător sincron cu patru stări:
a — schema logică; *b* — succesiunea stărilor; *c* — formele de undă.

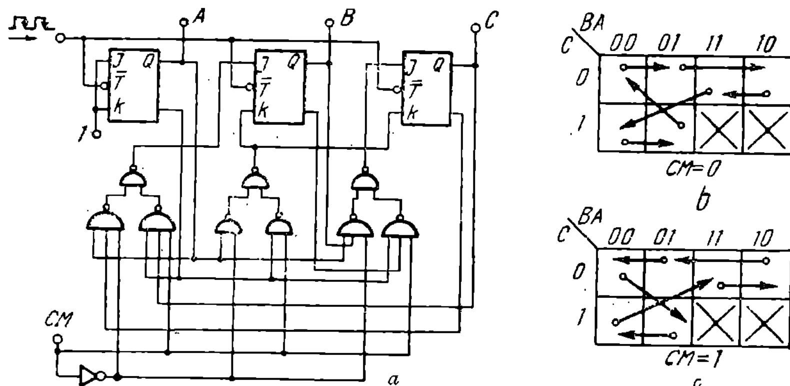


Fig. 6.24. Numărător sincron reversibil cu şase stări:
a — schema logică; *b* — succesiunea stărilor la numărarea directă; *c* — succesiunea stărilor la numărarea inversă.

reversibil cu șase stări. La numărătorul reversibil, parcugerea stărilor se face în ordine directă sau inversă în funcție de valoarea logică a variabilei de control de mod *CM*.

6.4.2. REGISTRE

Registrul de stocare (tampon) reprezintă un ansamblu de *n* bistabili folosit pentru memorarea unei combinații de valori logice a *n* variabile, pe scurt a unui *cuvînt de cod de n biți*.

Registrul de stocare este prevăzut cu *n* intrări și *n* ieșiri. Datele prezentate la intrări sînt transferate în registru prin comandă în nivel pe intrarea de tact (acces). Registrele de stocare se construiesc de obicei cu bistabili *D* cu zăvorîre.

Registrul de deplasare reprezintă un ansamblu de bistabili conectați în cascadă, folosit la realizarea de operații aritmetice în binar, respectiv la conversia paralel-serie/serie-paralel a cuvintelor de cod în sistemele numerice de prelucrare a datelor.

În figura 6.25 este reprezentată schema logică a unui registru de deplasare de patru biți. Registrul este compus din patru bistabili *RS* stăpîn-sclav interconectați cu porți *ȘI-SAU-NU*.

Conexiunile permit intrarea serie sau paralel a datelor.

Pentru $CM = 0$, porțile *a* permit accesul serie al datelor și, la aplicarea fiecărui impuls de tact complet pe intrarea T_1, combinația de valori stocată în bistabili este deplasată cu o celulă spre dreapta. Bistabilul *A* se încarcă cu valoarea prezentată pe intrarea serie, iar conținutul lui *D* se pierde.

Pentru $CM = 1$, porțile *b* permit accesul paralel al combinațiilor de valori prezentate la intrările paralel prin aplicarea impulsului de tact pe intrarea T_2.

Datele trebuie prezentate înaintea tranziției $0 \rightarrow 1$ a impulsurilor de tact și vor fi disponibile la ieșiri după tranziția $1 \rightarrow 0$ a acestora. Pe durata palierului superior al impulsului de tact, intrările de date nu trebuie modificate.

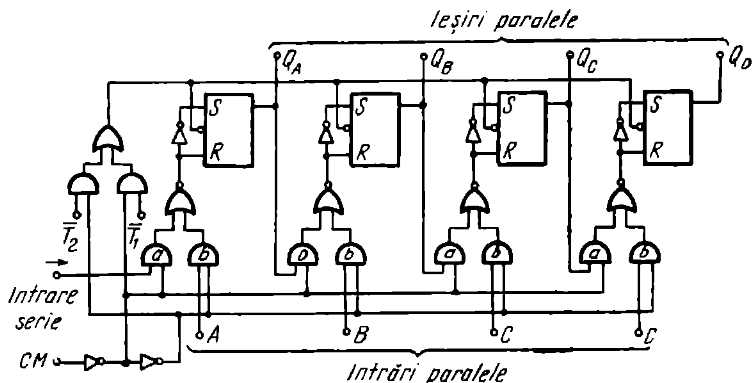


Fig. 6.25. Schema logică a registrului de deplasare CDB 495E.

6.5. FAMILII DE CIRCUITE LOGICE

Paralel cu dezvoltarea tehnologiilor de fabricație a circuitelor integrate monolitice, au fost puse la punct mai multe familii de circuite logice, care au luat locul circuitelor logice realizate cu elemente discrete.

Circuitele integrate logice bipolare sînt cele mai răspîndite. Lăsînd la o parte familiile de început (RTL, DTL) mai puțin răspîndite, circuitele logice bipolare se împart în două categorii principale :

— cu *tranzistoare saturate* — TTL (Transistor Transistor Logic) ;
— HLL (High Level Logic) ;

— cu *tranzistoare nesaturate* — ECL (Emitter Coupled Logic).

Prin îmbunătățirea performanțelor noilor circuite TTL, aria de utilizare a circuitelor ECL se restrînge tot mai mult.

Circuitele integrate logice unipolare cu tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă izolată (MOS) cunosc o largă răspîndire în sistemele complexe. Ele permit densități mari de integrare și fac posibilă implementarea unor funcțiuni logice foarte complexe, însă viteza lor de lucru este mai mică. Se deosebesc următoarele categorii de circuite logice unipolare :

— cu *tranzistoare MOS cu canal p ;*

— cu *tranzistoare MOS cu canal n ;*

— cu *tranzistoare MOS complementare, CMOS.*

Acestea din urmă permit densități foarte mari de integrare, datorită — printre altele — unui consum foarte redus.

6.5.1. CIRCUITE LOGICE TTL

Familia de circuite logice TTL se alimentează cu o tensiune continuă de 5 V și permite lucrul pînă la frecvențe de ordinul zecilor de megaherți.

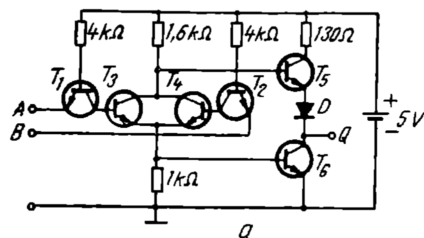
De obicei etajele de ieșire sînt astfel dimensionate încît pot comanda zece intrări, ceea ce permite elaborarea unor sisteme destul de complexe fără elemente de circuit suplimentare.

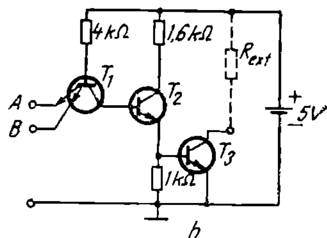
În general ieșirile nu pot fi conectate în paralel.

În cadrul familiei de circuite logice TTL se realizează *porți logice cu mai multe intrări, circuite logice combinaționale pentru funcțiuni mai complexe, bistabili D și JK, numărătoare, registre* etc.

O categorie de porți TTL sînt prevăzute cu etaje de ieșire cu colectorul în gol. Prin interconectarea unor astfel de ieșiri se poate realiza funcția *SAU*-cablată.

O altă categorie de porți prezintă caracteristică de transfer cu histerezis (Schmitt) și sînt utilizate ca formatoare de semnale pentru îmbunătățirea tranzițiilor între nivelele logice.







B	A	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

c



B	A	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

d

Fig. 6.26. Porţi elementare TTL:
a — poartă *SAU-NU* cu etaj de ieşire totem-pole; *b* — poartă *ŞI-NU* cu etaj de ieşire cu colector în gol; *c* — simbolul şi tabelul de adevăr pentru poarta *SAU-NU*; *d* — simbolul şi tabelul de adevăr pentru poarta *ŞI-NU*.

În figura 6.26 sînt reprezentate schemele de principiu a două porţi elementare TTL din seria standard.

Funcţia logică *SAU* în cazul porţii *SAU-NU* din figura 6.26, *a* este realizată de tranzistoarele T_3 şi T_4 cuplate în emitor. Acestea, avînd colectoarele legate împreună şi conectate spre ieşire prin repetorul pe emitor T_5, asigură inversarea conformă tabelului de adevăr.

Pentru 0 logic pe cele două intrări ale porţii *SAU-NU*, tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt saturate şi colectoarele lor, reproducînd potenţialele scăzute de intrare, menţin tranzistoarele T_3 şi T_4 blocate. Potenţialul ridicat al colectoarelor acestora se transmite la ieşire prin repetorul cu T_5, care asigură astfel o rezistenţă de ieşire mică la nivel ridicat la ieşire.

Dacă pe oricare dintre intrări se aplică 1 logic, adică potenţial ridicat, tranzistorul respectiv T_1/T_2 se polarizează în regiunea activă inversată şi curentul de colector asigură saturarea tranzistorului T_3/T_4. Potenţialul ridicat din emitoarele comune lui T_3 şi T_4 determină saturarea tranzistorului T_6 şi astfel asigură un potenţial scăzut la ieşire şi o rezistenţă de ieşire mică. Dioda conectată în serie cu emitorul lui T_5 nu permite deschiderea joncţiunii bază-emitor a acestuia la nivel coborît la ieşire.

Funcţia logică *ŞI* în cazul porţii *ŞI-NU* din figura 6.26, *b* este realizată de tranzistorul multiemitor T_1. Dacă cel puţin una dintre intrări se află la potenţial scăzut (0 logic), colectorul tranzistorului multiemitor saturat reproduce potenţialul scăzut al intrării respective şi asigură blocarea tranzistoarelor T_2 şi T_3. Potenţialul ridicat la ieşire se obţine prin rezistorul exterior conectat spre plusul tensiunii de alimentare.

Dacă ambele intrări ale porţii *ŞI-NU* se află la potenţial ridicat (1 logic), tranzistorul multiemitor se polarizează în regiunea activă inversată şi curentul lui de colector asigură saturarea tranzistoarelor T_2 şi T_3 conectate în cascadă. Prin saturarea lui T_3 potenţialul de ieşire va fi scăzut (0 logic) şi se obţine o rezistenţă de ieşire mică. Tranzistorul T_3 scurtcircuitează la masă curenţii de intrare ai porţilor conectate la ieşire.

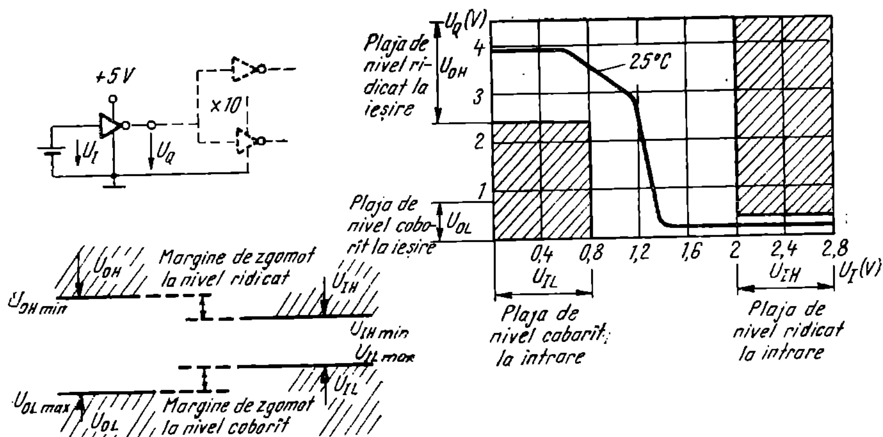


Fig. 6.27. Caracteristica de transfer a inversorului TTL elementar și schema circuitului de măsurare.

Caracteristica de transfer tensiune-tensiune a unei părți inversoare TTL cu etaj de ieșire totem-pole este reprezentată în figura 6.27, unde se specifică și plajele de tensiuni garantate la intrare și ieșire la nivel coborît și ridicat.

Din analiza caracteristicii de transfer se constată că circuitele logice TTL prezintă o *margine de zgomot* de 0,4 V garantată atît la nivel ridicat, cît și la nivel coborît.

Marginea de zgomot la nivel coborît se definește ca diferența dintre tensiunea de intrare maxim admisă la nivel coborît și tensiunea de ieșire maximă garantată la ieșire la nivel coborît.

Marginea de zgomot la nivel ridicat reprezintă diferența dintre tensiunea minimă garantată la ieșire la nivel ridicat și tensiunea minimă admisă la intrare pentru nivel ridicat.

Aceste caracteristici asigură o funcționare stabilă și sigură a circuitelor logice TTL.

Toate celelalte circuite logice se obțin prin interconectarea acestor structuri elementare, făcînd ca, de exemplu, la un bistabil *JK* numărul de tranzistoare echivalente să crească la cîteva zeci.

6.5.2. CIRCUITE LOGICE HLL

Circuitele logice HLL, cu mare imunitate de zgomot, sînt destinate utilizărilor în medii industriale puternic perturbate electromagnetic, la variații în limite largi ale tensiunii de alimentare. Creșterea imunității la zgomot este condiționată de mărimea tensiunii de alimentare și implicit de îmbunătățirea tehnologiei de fabricație.

Circuitele HLL înlocuiesc familiile de circuite logice industriale realizate cu elemente discrete sau hibride și datorită volumului pe funcțiune logică mult mai redus, permit elaborarea unor sisteme numerice industriale mai mari.

Familia de circuite logice HLL cuprinde *porți logice, bistabili JK, numărătoare, decodificatoare.*

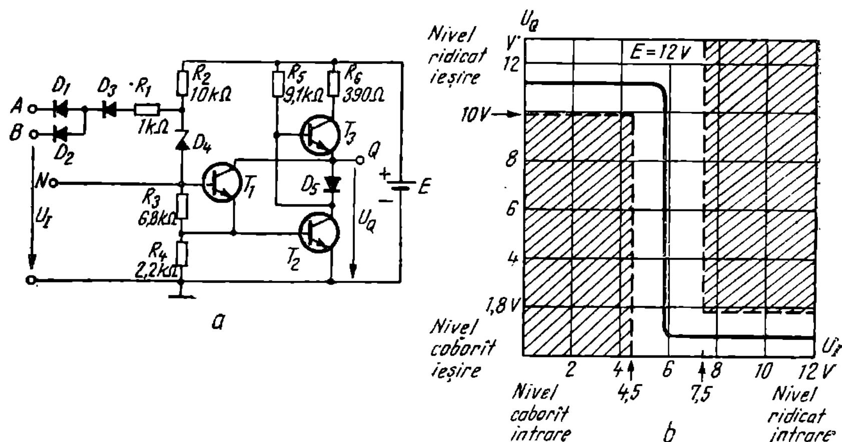


Fig. 6.28. Poarta elementară HLL:
a — schema de principiu a porții *ȘI-NU*; *b* — caracteristica de transfer.

Schema de principiu a unei porți HLL din familia de circuite logice cu mare imunitate la zgomot, produsă de firma Siemens, este reprezentată în figura 6.28. În aceeași figură este reprezentată și caracteristica de transfer a porții respective *ȘI-NU*.

Funcția logică *ȘI* este realizată de circuitul *ȘI* cu diodele D_1 și D_2 și rezistoarele R_1, R_2. Inversarea este asigurată de etajul Darlington T_1, T_2 în conexiunea cu emitorul comun. Valoarea mică a rezistenței de ieșire este asigurată de repetorul pe emitor cu T_3 la nivel ridicat și prin saturarea tranzistorului T_2 la nivel coborît.

Creșterea marginii de zgomot se obține prin conectarea diodei cu străpungere D_4, cu deschidere întîrziată la polarizarea inversă.

6.6. CIRCUITE DE INTERFAȚĂ

Categoria de circuite de interfață, abordată într-un sens mai larg, cuprinde acele *circuite care, prin funcțiile lor, fac legătura între domeniul numeric* (digital, logic) *și cel analogic.*

Circuitele de interfață mai importante sînt următoarele:

— *amplificatoare de citire/înscriere pentru memorii;*

— *amplificatoare de linie de ieșire/intrare folosite la transmiterea informației sub formă numerică;*

— *comparatoare fără histerezis cu ieșiri compatibile cu una dintre familiile de circuite logice;*

— *circuitele logice cu caracteristici de intrare/ieșire hibride,* pentru interconectarea circuitelor logice aparținînd unor familii diferite;

— *convertoarele numeric-analogice, respectiv analog-numerice.*

Comparatoarele de tensiune cu intrare diferențială au fost tratate în cadrul circuitelor de impulsuri, ca formatoare neliniare, amplificatoare limitatoare. În prezentul capitol vor fi prezentate cîteva aspecte legate de clasificarea și funcționarea convertoarelor numeric-analogice respectiv analog-numerice.

6.6.1. CONVERTOARE NUMERIC-ANALOGICE *(N/A)*

Convertorul numeric-analogic este un circuit funcțional complex, care *furnizează la ieșire o mărime analogică proporțională cu numărul aplicat la intrare sub formă de combinație de valori de variabile binare,* corespunzătoare codului utilizat pentru reprezentarea numerelor.

Parametrii de bază ai unui convertor N/A sînt:

— *rezoluția,* care indică numărul maxim de nivele analogice distincte la ieșire;

— *precizia,* care exprimă eroarea maximă dintre valoarea teoretică și cea reală a mărimii analogice de la ieșire raportată la excursia maximă a acesteia;

— *viteza de conversie,* adică timpul necesar stabilizării tensiunii de ieșire în raport cu momentul aplicării numărului N la intrare.

Structura unui convertor numeric-analogic cuprinde următoarele:

— surse analogice (curent/tensiune) de referință;

— comutatoare statice de curent/tensiune comandate la intrări prin nivele logice;

— convertoare de cod, dacă este cazul;

— rețele de ponderare sau amplificatoare sumatoare;

— amplificatoare de ieșire.

Schema bloc a unui *convertor N/A cu patru biți,* utilizînd o rețea de ponderare R—$2R$ și comutatoare statice de tensiune, este reprezentată în figura 6.29.

Numărul reprezentat în binar prin patru biți se memorează în registrul de stocare M. Valorile logice 0, 1 stocate în memorie acționează comutatoarele $S_0, \ldots S_3$ și conectează intrările rețelei de ponderare fie la masă, fie la tensiunea de referință U_{ref}. Astfel, tensiunile pe cele patru intrări ale rețelei de ponderare vor fi:

$$U_k = b_k \cdot U_{ref}; \quad k = 1;\ 2;\ 3;\ 0; \quad b_k = 0;\ 1. \qquad (6.11)$$

Expresia tensiunii de ieșire U_0, egală cu U_i care se obține la ieșirea rețelei de ponderare, este media ponderată a tensiunilor de intrare.

$$U_0 = U_i = (b_3 \cdot 2^3 + b_2 \cdot 2^2 + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0) \cdot U_{ref}/2^4 = N \cdot U_{ref}/2^4, \qquad (6.12)$$

unde N este numărul aplicat la intrarea convertorului, reprezentat în binar prin cifrele binare b_3, b_2, b_1, b_0.

Schema de principiu a unui comutator static S_k cu tranzistoare bipolare, cu intrare TTL este reprezentată în figura 6.30.

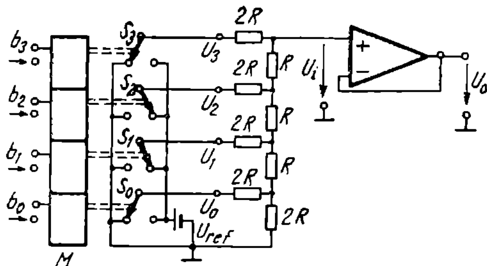


Fig. 6.29. Schema bloc a unui convertor numeric-analogic cu rețea de ponderare R-$2R$.

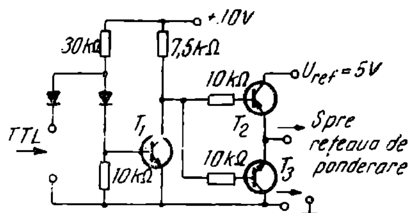


Fig. 6.30. Comutator static cu intrare TTL pentru convertor numeric-analogic.

6.6.2. CONVERTOARE ANALOG-NUMERICE *(A/N)*

Convertorul analog-numeric este un circuit funcțional complex care *furnizează la ieșire un număr dependent de valoarea mărimii analogice aplicate la intrarea acestuia.*

Gama de valori a mărimii de intrare analogice se împarte într-un număr finit de *intervale* disjuncte *de cuantizare* și toate valorile cuprinse într-un interval de cuantizare se exprimă prin același număr asociat intervalului respectiv. Intervalele de cuantizare se aleg de obicei egale între ele și egale cu multiplii sau submultiplii unității de măsură a mărimii analogice de intrare.

Pentru o reprezentare mai precisă a unei game de valori, trebuie micșorat intervalul de cuantizare și mărit în mod corespunzător numărul de cifre semnificative.

Convertoarele analog-numerice se utilizează în principal în sistemele de achiziții de date și instrumentație.

Parametrii de bază ai unui convertor *A/N* sînt:

— *rezoluția*, care indică numărul de intervale de cuantizare ale gamei de valori de intrare;

— *gama de valori de intrare;*

— *precizia*, care exprimă erorile de amplificare, de decalaj, de liniaritate, raportate la excursia maximă de intrare, respectiv erorile de cuantizare;

— *viteza de conversie*, adică intervalul de timp necesar efectuării unei conversii.

După principiul de funcționare, convertoarele *A/N* se clasifică în:

— convertoare *A/N* cu conversie intermediară în timp;

— convertoare *A/N* cu reacție;

— convertoare *A/N* asincrone (tandem).

Convertorul analog-numeric cu numărător din figura 6.31 utilizează o **conversie intermediară în timp.** Tensiunea continuă de măsurat U_x se aplică la intrarea unui comparator și se compară cu o tensiune liniar-variabilă în timp (*TLV*). La începutul intervalului de conversie, tensiunea liniar-variabilă pornește de la zero și se deschide circuitul poartă *P*, care permite aplicarea semnalelor de tact, de frecvență f_0 cunoscută și foarte stabilă, la intrarea numărătorului adus în prealabil în starea inițială 0. Circuitul poartă este blocat în momentul în care tensiunea liniar-variabilă depășește tensiunea U_x aplicată la intrare.

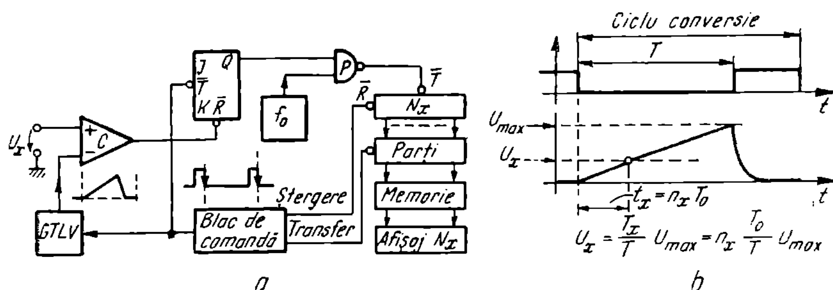


Fig. 6.31. Convertor analog-numeric cu numărător:
a — schema bloc a convertorului; *b* — principiul de funcționare.

Starea numărătorului după blocarea porții P, corespunzătoare celor N_x impulsuri de tact aplicate pe durata intervalului de deschidere a porții, reprezintă informația referitoare la valoarea tensiunii U_x.

Precizia de conversie depinde de precizia perioadei T_0 a impulsurilor de tact, respectiv de precizia liniarității și a pantei tensiunii liniar-variabile aplicate la intrarea comparatorului.

Viteza de conversie este mică.

Convertorul analog-numeric cu reacție din figura 6.32 utilizează pentru generarea tensiunii de comparație un convertor N/A.

La începutul intervalului de conversie se deschide poarta P și permite aplicarea impulsurilor de tact la intrarea numărătorului adus în prealabil în starea inițială. Ca urmare, la ieșirea convertorului N/A se obține o tensiune crescătoare în trepte, proporțională cu numărul de impulsuri aplicate la intrarea numărătorului. Circuitul poartă este blocat în momentul în care tensiunea de la ieșirea convertorului N/A depășește tensiunea U_x aplicată la intrare. Numărul de impulsuri N_x acumulate pe durata deschiderii porții P reprezintă informația referitoare la valoarea tensiunii U_x.

Precizia de conversie depinde de precizia de comparare, de precizia convertorului N/A și nu depinde de perioada impulsurilor de tact aplicate la intrarea numărătorului.

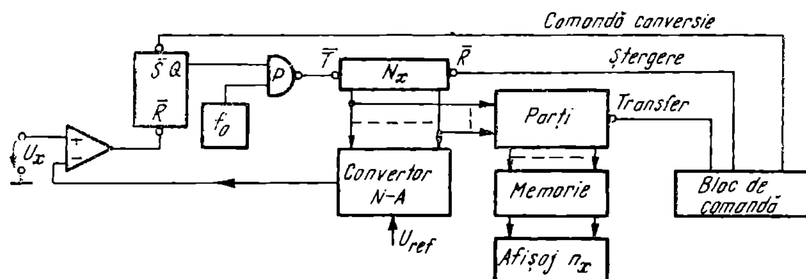


Fig. 6.32. Convertor analog-numeric cu reacție cu convertor numeric-analogic.

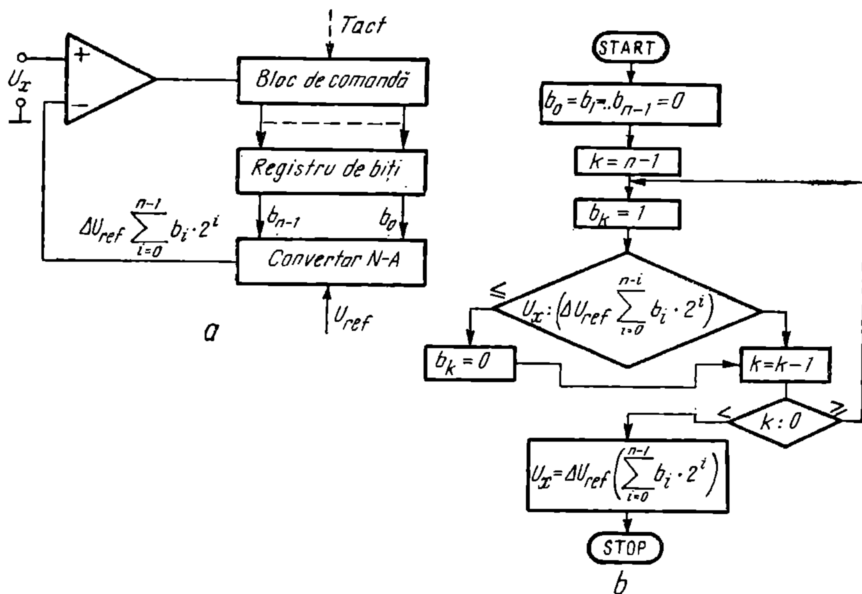


Fig. 6.33. Convertor analog-numeric cu aproximații succesive; *a* — schema bloc; *b* — algoritmul de funcționare.

Intervalul de timp necesar efectuării unei conversii este limitat de timpul de conversie al convertorului *N/A* și crește proporțional cu numărul de intervale de cuantizare sau exponențial cu numărul de simboluri binare folosite pentru reprezentare.

Convertorul analog-numeric cu aproximații succesive din figura 6.33, *a* utilizează pentru generarea tensiunii de reacție de comparație tot un convertor numeric-analogic.

Reducerea substanțială a intervalului de timp necesar efectuării unei conversii se obține prin folosirea algoritmului de măsurare de tip cîntar.

Valoarea tensiunii necunoscute U_x aplicate la intrare se determină prin testarea succesivă a valorilor tuturor simbolurilor binare începînd cu bitul cel mai semnificativ, conform algoritmului din figura 6.33, *b*.

CAPITOLUL 7

CIRCUITE DE REDRESARE

7.1. GENERALITĂȚI

Elementele electronice cu conductibilitate unilaterală (diodele, tiristoarele etc.) sînt utilizate pe scară largă în energetică pentru transformarea energiei electrice de o anumită formă în energie electrică de altă formă. Cu ajutorul lor se realizează circuitele de redresare, care transformă curentul alternativ în curent continuu, circuitele invertoare, care transformă curentul continuu în curent alternativ și circuitele convertoare, care transformă fie curentul continuu de o anumită tensiune în curent continuu de altă tensiune, fie curentul alternativ de o anumită frecvență în curent alternativ de altă frecvență. Întrucît toate aceste circuite sînt realizate cu elemente statice (lipsite de părți mobile), ele sînt încadrate în categoria mai generală a *mutatoarelor electronice*. Între acestea, un loc important îl ocupă *circuitele de redresare*, de care ne vom ocupa în acest capitol.

Redresoarele sînt utilizate pentru alimentarea de la rețeaua de curent alternativ a diferitelor instalații industriale care funcționează cu curent continuu cum ar fi : rețelele de tracțiune electrică în curent continuu, băile de electroliză, acționările electrice ale mașinilor de curent continuu etc. Puterile consumate de aceste instalații pot să ajungă uneori la sute și mii de kilowați. De asemenea, redresoarele intră în componența aparatelor electronice de măsurare, reglare și control sau a echipamentelor de telecomunicații.

7.1.1. SCHEMA BLOC A UNUI REDRESOR

Schema bloc a unui redresor este prezentată în figura 7.1. Redresorul propriu-zis, *R*, este separat de rețeaua de alimentare prin intermediul unui transformator, care oferă totodată posibilitatea obținerii unei game largi de tensiuni redresate (prin modificarea raportului de transformare). În anumite cazuri, transformatorul *Tr* poate să lipsească. Dispozitivul redresor *R* este constituit din elemente electronice care permit trecerea curentului numai

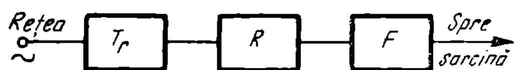


Fig. 7.1. Schema bloc a unui circuit de redresare : Tr — transformator de rețea ; R — element redresor ; F — filtru de netezire.

pentru o anumită polaritate a tensiunii alternative aplicate. Datorită acestei proprietăți, de conductibilitate într-un singur sens, curentul din circuitul redresorului va fi un curent pulsatoriu.

Filtrul F servește la netezirea pulsațiilor tensiunii (curentului) redresate, în vederea obținerii unei tensiuni (sau unui curent) cît mai aproape de forma continuă. În unele redresoare (în special, în cele polifazate), filtrul poate să lipsească.

7.1.2. TIPURI DE REDRESOARE

Redresoarele se clasifică, în general, în două mari categorii :

— *redresoare simple* (*necomandate*), realizate, de obicei, cu elemente fără electrod de comandă ;

— *redresoare comandate* sau *reglabile*, realizate cu elemente cu electrod de comandă și care permit să se regleze în limite largi valoarea medie a curentului sau tensiunii redresate.

În funcție de numărul de faze ale transformatorului de alimentare, redresoarele se clasifică în *redresoare monofazate* și *redresoare polifazate*.

7.2. REDRESOARE MONOFAZATE (NECOMANDATE)

Se deosebesc două categorii de redresoare monofazate :

— redresoare care redresează o singură alternanță, numite și *redresoare monoalternanță ;*

— redresoare care redresează ambele alternanțe, numite și *redresoare dublă alternanță.*

În funcție de natura sarcinii, redresoarele monofazate pot fi de mai multe tipuri :

— *redresoare cu sarcină rezistivă (R)* ;

— *redresoare cu sarcină inductivă (RL)* ;

— *redresoare cu sarcină capacitivă (RC)* ;

— *redresoare cu sarcină R, sau RL, sau RC*, conținînd însă și o tensiune contraelectromotoare E_c.

7.2.1. REDRESORUL MONOALTERNANȚĂ CU SARCINĂ REZISTIVĂ

Schema unui redresor monoalternanță cu sarcină rezistivă fără filtru are forma din figura 7.2, *a*.

Dacă presupunem că redresorul este alimentat printr-un transformator fără pierderi (impedanță de scurtcircuit nulă) de la o sursă idealizată (de impedanță internă nulă) cu tensiune electromotoare sinusoidală, atunci

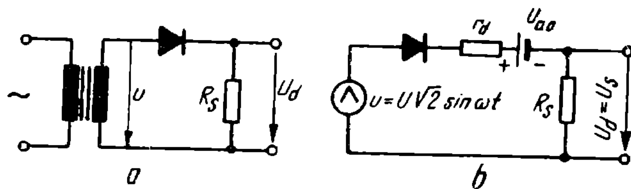


Fig. 7.2. Redresorul monofazat monoalternanță cu sarcină rezistivă : *a* — schema de principiu ; *b* — schema echivalentă.

schema echivalentă a redresorului are forma din figura 7.2, *b*. În această schemă, dioda redresoare este înlocuită cu o diodă ideală (cu rezistență internă nulă) conectată în serie cu o rezistență r_d, egală cu rezistența internă a diodei reale, și cu o tensiune electromotoare U_{ao}. Mărimile r_d și U_{ao} se determină ușor dacă se aproximează caracteristica curent-tensiune a unei diode redresoare prin două segmente de dreaptă, așa cum se arată în figura 7.3.

Dacă mărimea U_{ao} poate fi neglijată în raport cu valoarea maximă a tensiunii de alimentare a redresorului, curentul i_d și tensiunea u_d la bornele sarcinii au forma unor jumătăți de sinusoidă deoarece curentul circulă prin rezistența R_s doar în timpul alternanțelor pozitive (fig. 7.4). Valoarea instantanee a tensiunii u_d este mai mică decît valoarea corespunzătoare a tensiunii de alimentare, din cauza căderii de tensiune u_a pe rezistența internă a elementului redresor :

$$u_d = u - u_a = u - r_d i_d. \qquad (7.1)$$

În cazul în care tensiunea U_{ao} nu poate fi neglijată, conducția prin elementul redresor apare numai după ce tensiunea de alimentare ajunge egală cu U_{ao} ; aplicînd legea a II-a a lui Kirchhoff, putem scrie :

$$u = (R_s + r_d)i_d + U_{ao} = U_m \sin \omega t, \qquad (7.2)$$

sau

$$i_d = \frac{U_m \sin \omega t - U_{ao}}{R_s + r_d}. \qquad (7.3)$$

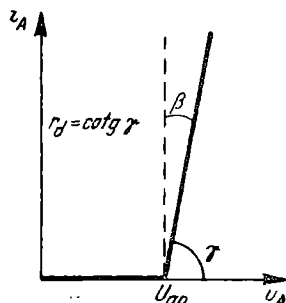


Fig. 7.3. Aproximarea caracteristicii unui element redresor prin două segmente de dreaptă.

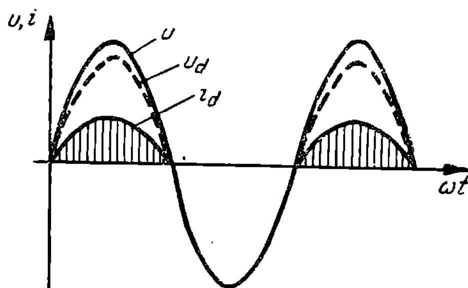


Fig. 7.4. Forme de undă pentru ilustrarea funcționării schemei din figura 7.2, *a*, pentru cazul $U_0 \approx 0$.

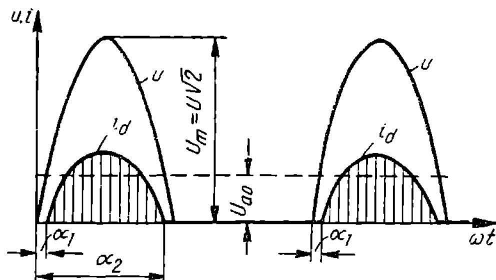


Fig. 7.5. Forme de undă pentru ilustrarea funcționării schemei din figura 7.2, *a*, pentru cazul $U_0 \neq 0$.

Egalînd cu zero ultima expresie, găsim unghiul corespunzător momentului intrării în conducție a elementului redresor (t_1) :

$$\alpha_1 = \omega t_1 = \text{arc} \ \sin \frac{U_{ao}}{U_m}, \qquad (7.4)$$

și unghiul corespunzător momentului încetării conducției (t_2) :

$$\alpha_2 = \omega t_2 = 180° - \alpha_1. \qquad (7.5)$$

Forma curentului redresat este reprezentată în figura 7.5. Relațiile de mai sus și formele de undă din figura 7.5 sînt valabile și pentru un redresor care debitează pe o sarcină cu o tensiune contraelectromotoare E_c, dacă această tensiune se adaugă la tensiunea U_{ao}.

La proiectarea unui redresor sînt cunoscute, de obicei, tensiunea și curentul redresat U_d și I_d și valoarea efectivă a tensiunii alternative de alimentare U. Cu aceste date se pot determina parametrii electrici ai redresorului, cu ajutorul cărora se alege elementul redresor și se dimensionează transformatorul de rețea.

În cazul unei tensiuni de alimentare sinusoidale $u = U_m \sin \omega t$, curentul mediu redresat are valoarea

$$I_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_d \ d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi R_s}\int_0^{\pi} \sin \omega t \ d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi R_s} = \frac{I_{dm}}{\pi}, \qquad (7.6)$$

în care :

$$I_{dm} = \frac{U_m}{R_s}. \qquad (7.7)$$

Tensiunea inversă maximă pe diodă apare în timpul alternanței negative, cînd elementul redresor nu conduce, și este egală cu valoarea maximă (de vîrf) a tensiunii secundarului transformatorului :

$$U_{imax} = U_m = \sqrt{2} U_2 = \pi U_d \qquad (7.8)$$

$$\left(\text{se are în vedere că } U_d = \frac{U_m}{\pi}\right).$$

Valoarea efectivă a curentului din înfășurarea secundară este :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_d^2(\omega t)} = \frac{1}{2}\frac{U_2}{R_s} = \frac{\pi}{2} I_d = \frac{I_{dm}}{2}. \qquad (7.9)$$

Dacă ținem seama că fluxul rezultant din circuitul magnetic al transformatorului este compus dintr-o componentă alternativă și o componentă continuă, putem scrie expresia curentului din primar sub forma :

$$i_1 = n(i_d - I_d) + i_\mu = n(i_2 - I_d) + i_\mu. \qquad (7.10)$$

în care n este raportul de transformare, iar i_μ — curentul de mers în gol. Neglijînd curentul de mers în gol i_μ, obținem valoarea efectivă a curentului primar :

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left(\frac{i_d - I_d}{n}\right)^2 d(\omega t)} = \frac{1,21}{n} I_d. \quad (7.11)$$

Puterea de curent continuu sau puterea utilă este :

$$P_d = R_s I_d^2 = \frac{U_m^2}{\pi^2 R_s} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_s} = U_d I_d. \quad (7.12)$$

Puterea aparentă în secundar este :

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} I_d U_d = 3,49\ I_d U_d = 3,49 P_d.$$

Puterea aparentă în primar, dacă neglijăm curentul de mers în gol, are valoarea:

$$P_1 = U_1 I_1 = U_2 n I_1 = \frac{\pi n}{\sqrt{2}} \frac{1,21}{n} \cdot U_d I_d = 2,69 P_d.$$

Media aritmetică a acestor puteri dă puterea de calcul sau puterea de gabarit a transformatorului :

$$P_T = \frac{P_2 + P_1}{2} = \frac{3,49 + 2,69}{2} P_d = 3,09\ P_d. \quad (7.13)$$

În cazul unor valori mari ale curentului de mers în gol, puterea de calcul poate ajunge la valoarea $P_T = 4P_d$. În funcție de această valoare a puterii, se calculează secțiunea miezului transformatorului.

Dezvoltînd expresia curentului redresat (v. fig. 7.4) în serie Fourier, se obține :

$$i_d = I_{dm}\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{2}{3\pi}\cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi}\cos\ 4\omega t \ldots\right]. \quad (7.14)$$

Primul termen al seriei este componenta continuă sau medie a curentului redresat, adică :

$$I_d = \frac{I_{dm}}{\pi}.$$

Raportul dintre valoarea efectivă a componentelor alternative ale curentului redresat (sau ale tensiunii redresate) și valoarea medie a acestuia (acesteia) se numește *factor de ondulație* Ω.

Observînd că valoarea efectivă a unei unde compuse din mai multe armonici este rădăcina pătrată a sumei pătratelor valorilor efective ale diferitelor componente inclusiv componenta continuă (care este o componentă armonică de frecvență nulă), putem scrie expresia factorului de ondulație Ω sub forma :

$$\Omega = \frac{\sqrt{I_2^2 - I_d^2}}{I_d} = \sqrt{\left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} = 1,21. \quad (7.15)$$

Randamentul redresării în cazul unui element de redresare ideal se calculează făcînd raportul dintre puterea utilă de curent continuu

$$P_d = \frac{U_m^2}{\pi^2 R_s} = U_d I_d$$

și puterea medie primită de circuitul redresor:

$$P_m = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} u i_d \, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \frac{(U_m \sin \omega t)^2}{R_s} \, d(\omega t) = \frac{U_m^2}{4R_s},$$

adică:

$$\eta = \frac{P_d}{P_m} = \frac{4}{\pi^2} = 40{,}6\,\%.$$

Diferența dintre P_m și P_d se datorează armonicelor care circulă în rezistența R_s.

Pentru redresoare reale randamentul este și mai mic.

În circuitul redresorului monoalternanță, curentul de sarcină $i_d = i_2$ traversează bobinajul secundar al transformatorului și produce o tensiune magnetomotoare continuă în miezul de fier. Deoarece curentul primar i_1 nu conține o componentă continuă, dacă i_2 are componentă continuă din ecuația tensiunilor magnetomotoare:

$$i_1 W_1 = i_2 W_2 + i_\mu W_1,$$

în care W_1, W_2 reprezintă numărul de spire al celor două înfășurări, rezultă că curentul de magnetizare i_μ trebuie să conțină de asemenea o componentă continuă I_μ. Practic însă apariția componentei continue I_μ conduce, de obicei, la deplasarea oscilațiilor fluxului magnetic în porțiunea de saturație a curbei de magnetizare. În acest caz apar pulsuri mari de curent în curba curentului de magnetizare și în curba curentului primar. Aceasta conduce la înrăutățirea condițiilor de funcționare a transformatorului, deoarece saturația miezului contribuie la creșterea puternică a pierderilor în fier și la încălzirea sa exagerată. Pentru a evita aceste inconveniente este necesar să se mărească secțiunea miezului, ceea ce este echivalent cu creșterea puterii transformatorului.

Greutatea relativ mare a transformatorului, folosirea nerațională a fierului și cuprului și pulsațiile mari de curent sînt dezavantajele principale ale redresorului monoalternanță. El poate fi utilizat numai atunci cînd curenții redresați au valori reduse și cînd randamentul scăzut al transformatorului este compensat de economia obținută prin utilizarea unui singur element redresor.

7.2.2. REDRESORUL DUBLĂ ALTERNANȚĂ CU SARCINĂ REZISTIVĂ

O îmbunătățire esențială a formei de undă a curentului redresat se poate obține prin folosirea schemelor de redresare dublă alternanță. Aceste scheme sînt de două categorii:

— scheme de redresare cu priză mediană în secundarul transformatorului de rețea (fig. 7.6);

— scheme de redresare în punte (fig. 7.8).

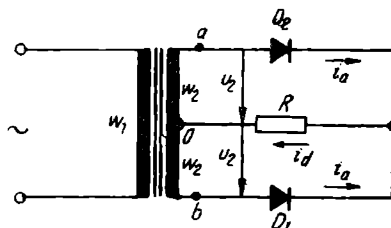


Fig. 7.6. Redresorul monofazat dublă alternanță cu priză mediană în secundarul transformatorului.

7.2.2.1. Schema de redresare cu priză mediană în secundarul transformatorului de rețea

În schema din figura 7.6 se utilizează un transformator monofazat cu priză mediană în secundar, această priză jucînd rolul de punct neutru. Admițînd ca sens pozitiv sensul de la punctul median spre capetele exterioare a și b, se observă că tensiunile celor două secțiuni ale înfășurării secundare sînt în opoziție de fază. Ca urmare, curentul electric va circula într-o semiperioadă prin dioda D_1, iar în cealaltă semiperioadă, prin dioda D_2.

Curentul prin rezistența de sarcină R reprezintă suma curenților prin diodele D_1 și D_2. Formele de undă ale tensiunilor și curenților sînt arătate în figura 7.7.

Din diagrame și din schema din figura 7.6 se observă că atunci cînd una dintre diode conduce, potențialul catodului său devine practic egal cu al anodului, astfel că cealaltă diodă (în stare de blocare), al cărui catod este legat direct cu catodul primei diode, este supusă unei tensiuni aproximativ egale cu dublul tensiunii de fază în valoare instantanee. Rezultă deci că valoarea maximă a tensiunii inverse aplicate unei diode este :

$$U_{imax} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_d. \tag{7.16}$$

Procedînd la fel ca și în cazul redresorului monofazat, găsim și ceilalți parametri ai redresorului, prezentați în tabelul 7.1.

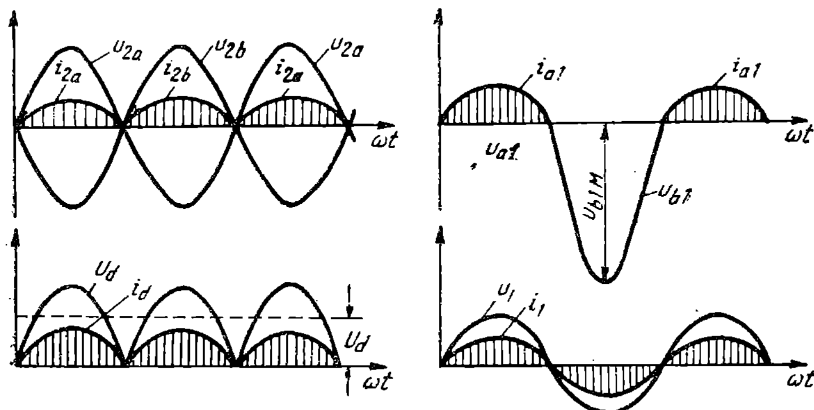


Fig. 7.7. Forme de undă pentru schema din figura 7.6.

Tabelul 7.1

Valorile parametrilor electrici ai redresoarelor monofazate cu sarcină activă

Parametrul			Schema de redresare		
			Monoalternanță	Dublă alternanță cu priză mediană	Dublă alternanță în punte
Transformatorul de rețea					
Înfășurarea secundară	Valoarea efectivă a tensiunii secundare	U_2/U_d	2,22	1,11	1,11
	Valoarea efectivă a curentului secundar	I_2/I_d	1,57	0,78	1,11
	Puterea aparentă de calcul a înfășurării secundare	P_2/P_d	3,49	1,74	1,23
Înfășurarea primară	Valoarea efectivă a curentului primar	I_1/I_d	1,21n	1,11n	1,11n
	Puterea aparentă de de calcul a înfășurării primare	P_1/P_d	2,69	1,23	1,23
	Factorul de deformare	θ	0,917	1,0	1,0
Puterea de calcnl a transformatorului		P_T/P_d	3,09	1,48	1,23
Elementul redresor și tensiuni redresate					
Valoarea medie a curentului prin elementul redresor		I_{A0}/I_d	1,00	0,50	0,50
Valoarea maximă a curentului prin elementul redresor		I_{Am}/I_d	3,14	1,57	1,57
Valoarea maximă a tensiunii inverse pe elementul redresor		$\frac{U_{i\,max}}{U_d}$	3,14	3,14	1,57
Factorul de formă al tensiunii redresate		K_f	1,57	1,11	1,11
Factornl de ondulație al tensiunii redresate		Ω	1,21	0,48	0,48
Frecvența componentei fundamentale a tensiunii redresate (Hz)		f_F	50	100	100
Amplitudinea relativă a componentelor armonice a tensiunii redresate	Armonica întîia	$\frac{U_{d1}}{U_d}$	1,57	0,66	0,66
	Armonica a doua	$\frac{U_{d2}}{U_d}$	0,66	0,13	0,13
	Armonica a treia	$\frac{U_{d3}}{U_d}$	0,23	0,06	0,06
Randamentul redresării (în caz ideal)		%	40,6	81,2	81,2

Deoarece suprafața cuprinsă de curba curentului redresat este de două ori mai mare decît în cazul redresorului monoalternanță, valoarea medie se dublează, iar valoarea efectivă se înmulțește cu $\sqrt{2}$, astfel că factorul de ondulație devine :

$$\Omega = \sqrt{\left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 1} = 0{,}48. \qquad (7.17)$$

În circuitele de redresare dublă alternanță, curentul de sarcină traversează bobinajul secundar în sensuri opuse de la priza mediană spre extremități. Dacă cele două elemente redresoare și cele două secțiuni ale înfășurării secundare sînt identice, tensiunile magnetomotoare continue sînt egale și de semne contrare, anulîndu-se reciproc. Astfel nu apare saturație în mizul de fier, fiind posibilă o utilizare mai bună a acestuia.

7.2.2.2. Schema de redresare în punte

În schema 7.8 se utilizează un transformator fără priză mediană și un număr dublu de elemente redresoare.

Elementele sînt montate în punte, astfel încît curentul să treacă prin rezistența de sarcină (conectată în una din diagonalele punții) totdeauna în același sens, indiferent de polaritatea tensiunii de alimentare. Valorile medii ale tensiunii și curentului redresat, precum și valorile curentului anodic prin fiecare element sînt aceleași ca și în cazul schemei precedente. Tensiunea inversă maximă, însă, este de două ori mai mică, deoarece în fiecare semiperioadă a tensiunii de alimentare, curentul trece prin două elemente redresoare legate în serie. Rezultă deci :

$$U_{i\,max} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2} U_d. \qquad (7.18)$$

Cu alte cuvinte, la aceeași tensiune redresată, schema de redresare în punte este mai avantajoasă decît schema cu priză mediană, întrucît tensiunea inversă maximă a unui element poate fi de două ori mai mică.

Puterea de calcul mai redusă a transformatorului (v. tabelul 7.1) este o consecință a utilizării mai bune a miezului și constituie al doilea avantaj principal al schemei de redresare în punte.

Valorile parametrilor electrici ai redresoarelor monofazate cu sarcină activă sînt prezentate în tabelul 7.1. Pe lîngă notațiile folosite pînă acum, în acest tabel se mai introduce noțiunea de factor de deformare a curentului θ definit prin raportul :

$$\theta = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(2)}^2 + I_{1(3)}^2 + \cdots}}, \qquad (7.19)$$

în care $I_{1(n)}$ reprezintă armonica de ordinul n a curentului primar I_1. Acest factor este util pentru aprecierea regimului deformant al unui redresor.

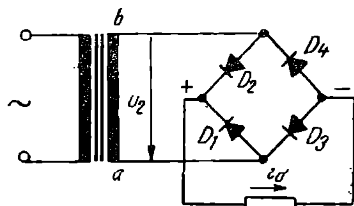


Fig. 7.8. Redresorul monofazat dublă alternanță în punte.

Schema redresorului monofazat monoalternanță cu sarcină *RL* este arătată în figura 7.9. Inductanța *L* poate aparține consumatorului (motoare de curent continuu, electromagneți, relee etc.) sau poate fi introdusă ca element separat în serie cu rezistența de sarcină, pentru „netezirea" undei curentului redresat. Funcționarea schemei este ilustrată de formele de undă din figura 7.10. Curba curentului este diferită de curba tensiunii de alimentare, curentul circulînd și în cursul unei fracțiuni din alternanța negativă. Aceasta se explică prin faptul că inductanța *L* absoarbe o anumită cantitate de energie în timpul alternanței pozitive, pe care o cedează atunci cînd tensiunea tinde să-și schimbe sensul. Deci, pe lîngă tensiunea exterioară, în circuit mai acționează tensiunea electromotoare de autoinducție

$$e_L = - L\frac{di}{dt}.$$

În timpul conducției elementului redresor, este valabilă ecuația :

$$e = L\frac{di}{dt} + iR = U_m \sin \omega t, \tag{7.20}$$

a cărei soluție este de forma [16] :

$$i = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R}{L}t}\right], \tag{7.21}$$

în care :

$$\varphi = \text{arc tg}\frac{\omega L}{R}. \tag{7.22}$$

Unghiul de conducție λ se calculează din expresia (7.21) impunînd condiția $i = 0$ la sfîrșitul intervalului. Curba de variație a unghiului de conducție λ

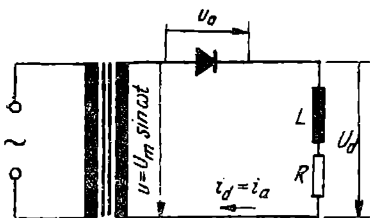


Fig. 7.9. Redresorul monoalternanță cu sarcină *RL*.

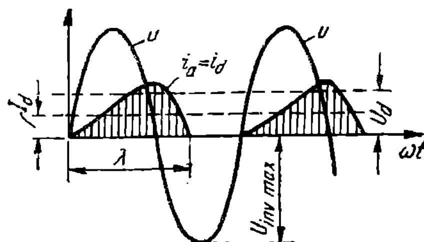


Fig. 7.10. Formele de undă pentru schema din figura 7.9.

în funcție de raportul $\frac{\omega L}{R}$ este arătată în figura 7.11 [16]. Pentru cazul limită $\frac{\omega L}{R} = \infty$, ecuația (7.21) devine :

$$i = \frac{U_m}{\omega L}[1 - \cos \omega t], \quad (7.23)$$

identică cu expresia curentului redresat într-o sarcină pur inductivă.

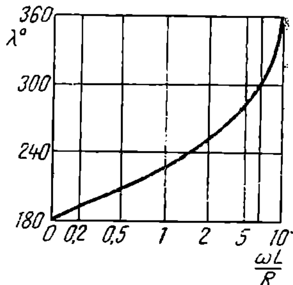


Fig. 7.11. Curba de variație a unghiului de conducție λ în funcție de raportul ωL/R.

Din graficul prezentat în figura 7.11 se observă că acțiunea de netezire a curentului redresat de către inductanță este mai importantă la valori mici ale rezistenței de sarcină.

În cazul redresorului monoalternanță, inductanța mărește durata impulsurilor de curent prin elementul redresor, dar nu poate asigura în permanență o tensiune la bornele rezistenței de sarcină. Efectul de netezire exercitat de inductanță este mai puternic dacă se folosește o redresare dublă-alternanță (fig. 7.12, *a*). Din formele de undă prezentate în figura 7.12, *b*, se observă că acest curent redresat nu scade la zero la sfîrșitul unei alternanțe. Curbele curentului redresat pentru diferite valori ale raportului $\frac{\omega L}{R} = \mathrm{tg}\,\varphi$ sînt arătate în figura 7.13. Din analiza lor se constată că odată cu creșterea inductanței, pulsațiile curentului redresat scad foarte mult. Aceasta se explică prin impedanța mare opusă de inductanță la trecerea armonicilor curentului redresat, care are ca efect reducerea amplitudinilor acestora față de componenta medie. Din aceste motive, *inductanța este folosită ca filtru de netezire a curentului redresat.*

Modificarea formei undei curentului redresat în urma acțiunii inductanței atrage după sine modificarea formei curentului primar și o micșorare a factorului de putere al instalației. Trecerea de la o sarcină rezistivă la sarcina inductivă cu $L = \infty$ în schema de redresare dublă-alternanță micșorează puterile de calcul ale transformatorului după cum urmează (vezi tabelul 7) :

$$P_2 = 1{,}57P_d \text{ (față de } P_2 = 1{,}74P_d\text{)} ;$$

$$P_1 = 1{,}11P_d \text{ (față de } P_1 = 1{,}23P_d\text{)} ;$$

$$P_T = 1{,}34P_d \text{(față de } P_T = 1{,}48\, P_d\text{)}.$$

Factorul de deformare se micșorează, de asemenea, devenind $\theta = 0{,}9$. Toate aceste modificări se explică prin creșterea numărului de armonice de ordin superior în curba curentului primar.

O netezire eficace a curentului redresat se poate obține și cu un **redresor monoalternanță cu sarcina *RL* șuntată de o a doua diodă,** montată ca în figura 7.14, *a*. Această schemă permite ca prin folosirea unei inductanțe mari să se obțină un curent cu un factor de ondulație mic (pe seama energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al bobinei *L*) și să se elimine astfel necesitatea unor filtre complicate. Forma curentului redresat de această schemă este ară-

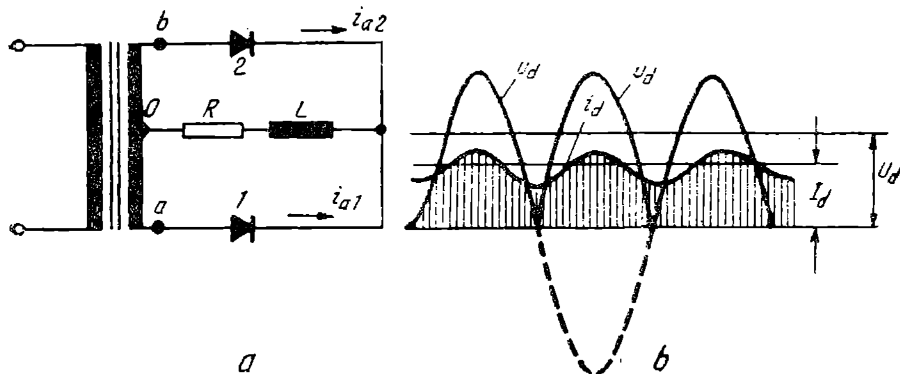


Fig. 7.12. Redresorul dublă alternanță cu sarcină RL :
a — schema de principiu ; *b* — forme de undă.

$\frac{i_d}{I_{dm}}$ 1,6 1,4 1,2 1,0 0,8 0,6 0,4 0,2

0,2 0,1 0 0,5 1 2 5 $\frac{\omega L}{R}=10$

$\frac{\pi}{2}$ π $\frac{3}{2}\pi$ π ωt

Fig. 7.13. Curbele curentului redresat în funcție de raportul $\omega L/R$ pentru schema din **figura** 7.12, *a*.

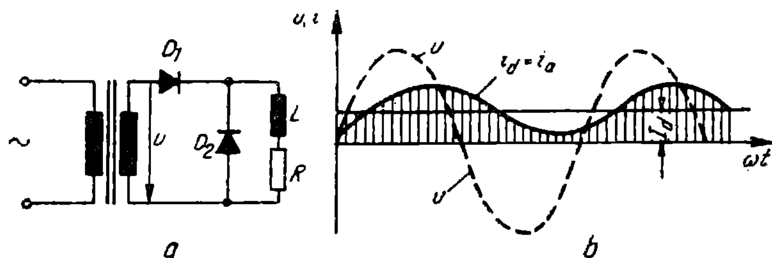


Fig. 7.14. Redresorul monofazat cu sarcină RL șuntată de o diodă de descărcare (diodă de nul) :
a — schema de principiu ; b — formele de undă.

tată în figura 7.14, *b*. Avantajul principal al acestei scheme constă în *puterea de calcul mult redusă a transformatorului de rețea*. Ea este utilizată pentru alimentarea bobinelor de curent continuu ale releelor, contactoarelor sau ale altor dispozitive din schemele de automatizare.

7.2.4. REDRESORUL MONOFAZAT CU SARCINĂ *RC*

Schema redresorului monoalternanță cu sarcină *RC* este arătată în figura 7.15. Funcționarea sa este ilustrată (în mod simplificat) cu ajutorul diagramei din figura 7.16. Condensatorul *C* se încarcă în perioada de timp în care trece curent prin elementul redresor și se descarcă prin rezistența de sarcină *R* în perioada de timp în care elementul redresor este blocat (din cauză că potențialul catodului său este mai pozitiv decît potențialul anodului). Tensiunea la bornele diodei redresoare este egală cu :

$$u_a = u_2 - u_c,$$

și de aceea dioda nu este străbătută de curent în tot timpul alternanței pozitive, ci numai în timpul în care $u_2 > u_c$. În perioada de timp în care $u_2 < u_c$, condensatorul se descarcă pe rezistența de sarcină, tensiunea la bornele sale variind după legea :

$$u_c = U_c\, e^{-t/RC}. \tag{7.24}$$

În timpul de conducție a diodei curentul are valoarea :

$$i = i_R + i_c,$$

în care :

$$I_R = \frac{U_m}{R} \sin \omega t,$$

iar

$$i_c = C\frac{du}{dt} = \omega C U_m \cos \omega t.$$

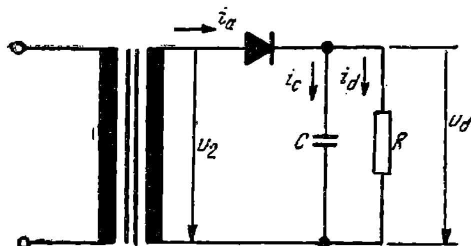


Fig. 7.15. Redresorul monofazat monoalternanță cu sarcină *RC*.

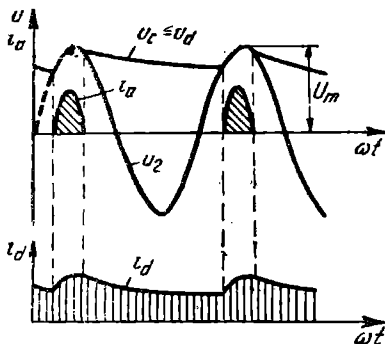


Fig. 7.16. Formele de undă pentru circuitul din figura 7.15.

Rezultă deci :

$$i = U_m \sqrt{\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2} \sin(\omega t + \varphi), \tag{7.25}$$

unde

$$\varphi = \text{arc tg}\, \omega CR. \tag{7.26}$$

Dacă notăm cu α_p unghiul la care începe încărcarea condensatorului și cu λ — unghiul cît durează încărcarea (denumit unghi de conducție), atunci unghiul la care încetează încărcarea ($i = 0$) este :

$$\omega t = \alpha_p + \lambda = \alpha_s$$

şi el are valoarea :

$$\alpha_s = \alpha_p + \lambda = -\varphi = \text{arc}\,(-\omega CR)$$

fiind situat în cadranul 2 (între 90° și 180°). Valorile unghiurilor α_p, α_s și λ în funcție de produsul ωCR variază după curbele din figura 7.17.

În momentul încetării procesului de încărcare a condensatorului, începe descărcarea condensatorului pe rezistența de sarcină. Dacă circuitul are o constantă de timp RC suficient de mare, descărcarea are loc destul de lent și curentul prin sarcină își păstrează o valoare diferită de zero pînă la începerea unei noi perioade de conducție a elementului redresor.

Datorită efectului de netezire a undei curentului și tensiunii redresate, *condensatoarele sînt utilizate frecvent ca elemente de filtraj în redresoarele monofazate cu sarcină rezistivă.*

În **schema de redresare a ambelor alternanțe cu sarcină** RC (fig. 7.18, *a*) capacitatea joacă același rol, însă timpul în care condensatorul alimentează singur rezistența de sarcină se reduce, gradul de netezire a curbei tensiunii redresate (pentru aceeași valoare a constantei de timp $\tau = RC$) fiind mai mare (fig. 7.18, *b*).

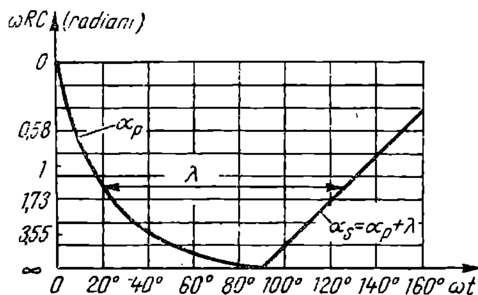
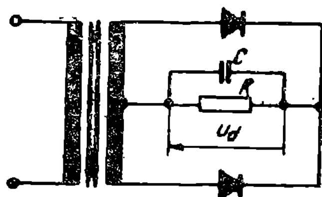


Fig. 7.17. Valorile unghiurilor α_p, λ, α_s în funcție de mărimea produsului ωRC pentru schema redresorului dublă alternanță cu sarcină RC.



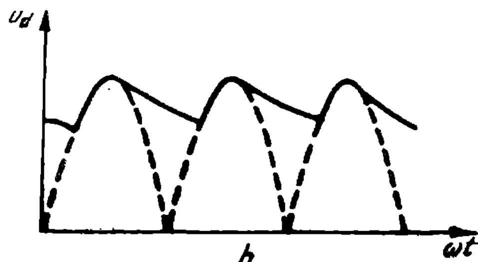


Fig. 7.18. Redresorul monofazat dublă alternanță cu sarcină RC : *a* — schema de principiu ; *b* — forma tensiunii redresate.

Pentru o analiză mai exactă a schemelor de redresare cu capacitate este necesar să se ia în considerare şi rezistenţa de pierderi pe fază R_p, constituită din rezistenţa înfăşurării secundare şi rezistenţa internă a fiecărui element redresor.

Se constată că la rezistenţe de pierderi R_p mici, unghiul de conducţie al elementului redresor se micşorează, impulsurile curentului redresat devin foarte scurte, iar amplitudinea lor creşte. Aceasta conduce la o creştere importantă a valorilor efective ale curenţilor în înfăşurările transformatorului şi la creşterea puterii sale de calcul. Unghiul de conducţie creşte o dată cu micşorarea rezistenţei de sarcină R, în timp ce valoarea medie a tensiunii redresate scade.

Caracteristica externă a redresorului cu sarcină RC este o curbă continuu căzătoare, micşorarea tensiunii redresate în funcţie de curentul de sarcină fiind cu atît mai puternică, cu cît capacitatea C este mai mică (fig. 7.19).

Caracterul capacitiv al sarcinii modifică şi regimul de funcţionare al redresorului în timpul tensiunii inverse. Folosindu-ne de figura 7.16, constatăm că tensiunea inversă aplicată diodei în momentul cînd tensiunea alternativă trece prin maxim este dată de relaţia :

$$U_{imax} = U_m + u_c.$$

Dacă luăm în considerare regimul de mers în gol al redresorului, cînd $u_c \to U_c = U_m$, rezultă că tensiunea inversă maximă este egală cu $2U_m$.

Curba de variaţie a raportului U_d/U_m în funcţie de mărimea $RC\omega$ pentru un redresor dublă alternanţă cu sarcină RC este arătată în figura 7.20. Se constată că pentru a obţine o tensiune redresată cît mai apropiată de U_m, este necesar să se lucreze cu valori RC cît mai mari. Aceasta însă conduce la apariţia unor impulsuri de curent importante, care pot micşora durata de viaţă a elementelor redresoare. Într-adevăr, în momentul conectării redresorului la reţea, condensatorul C este descărcat şi se comportă practic ca un scurtcircuit la bornele rezistenţei de sarcină. Astfel, în timpul primei alternanţe elementului redresor i se aplică un impuls de tensiune maximă $U_2\sqrt{2}$, dioda fiind străbătută de un curent

$$I_{imp} = \frac{\sqrt{2}U2}{R_p}, \qquad (7.27)$$

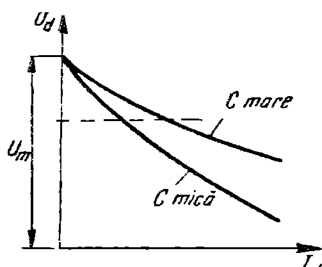


Fig. 7.19. Caracteristica externă a redresorului cu sarcină RC.

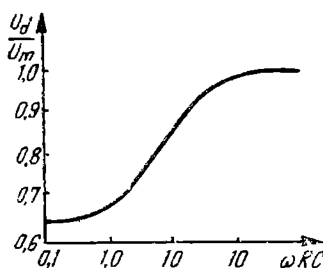


Fig. 7.20. Curba de variaţie a raportului U_d/U_m în funcţie de produsul ωRC, pentru redresorul dublă alternanţă cu sarcină RC.

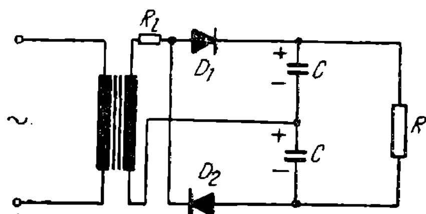


Fig. 7.21. Schema redresorului dublor de tensiune.

în care R_p este rezistența de pierderi rezultantă ce acționează în circuitul redresorului, constituită din rezistența secundarului transformatorului și rezistența dinamică a diodei. În vederea limitării la o valoare nepericuloasă pentru diodă a acestui curent. se folosește adesea o rezistență R_1 suplimentară, în serie cu dioda redresoare (între diodă și secundarul transformatorului).

Un caz special al redresorului cu sarcină *RC* îl constituie **redresorul multiplicator de tensiune.** De obicei se folosește redresorul cu dublarea tensiunii, cu redresarea ambelor alternanțe (fig. 7.21). El constă din două redresoare monoalternanță, care încarcă alternativ două condensatoare. Sarcina *R* se conectează astfel, încît la bornele ei tensiunile celor două condensatoare se însumează. Deoarece cele două condensatoare se încarcă în alternanțe diferite, pulsația tensiunii redresate are frecvența egală cu dublul frecvenței rețelei de alimentare. Practic, redresoarele cu sarcină *RC* se utilizează numai în cazul unor curenți de sarcină suficient de mici, pentru a se putea evita suprasolicitarea elementelor redresoare și a transformatorului.

7.3. REDRESOARE POLIFAZATE

Pentru redresarea puterilor mari (peste cîțiva kilowați) se folosesc redresoarele polifazate, care asigură:

— o încărcare uniformă a rețelei de alimentare cu curent alternativ, care, de obicei, este o rețea trifazată;

— un factor de ondulație a tensiunii redresate mai bun, chiar dacă nu se utilizează un filtru de netezire;

— o utilizare mai bună a transformatorului de rețea.

Deoarece condițiile optime de redresare se realizează uneori numai cu surse polifazate cu un număr de faze mai mare decît trei, se utilizează curent metoda transformării numărului de faze cu ajutorul transformatoarelor. Astfel, se pot obține dintr-o sursă de putere trifazată, o sursă hexafazată, dodecafazată sau polifazată oarecare. Ca și în cazul redresoarelor monofazate, se pot realiza *redresoare polifazate monoalternanță,* numite și redresoare cu punct neutru în secundarul transformatorului, și *redresoare dublă-alternanță,* numite și redresoare în punte.

7.3.1. REDRESORUL POLIFAZAT CU PUNCT NEUTRU

Schema de principiu a unui redresor trifazat cu punct neutru (în secundarul transformatorului) și cu transformator în **conexiunea triunghi-stea,** este prezentată în figura 7.22. În cazul unui transformator ideal și al unei sarcini pur active, *funcționarea redresorului* poate fi explicată cu ajutorul diagramelor

din figura 7.23. Fiecare element redresor din schemă conduce curentul în decursul unei treimi din perioada tensiunii de alimentare, şi anume atunci cînd tensiunea pe faza respectivă a transformatorului are valori mai mari decît ale celorlalte faze. Astfel, elementul *1* conduce în intervalul de timp *p—q* cînd tensiunea u_{2a} este mai mare decît u_{2b} şi u_{2c}. În acest interval de timp, elementele *2* şi *3* sînt blocate din cauza potenţialului pozitiv ridicat al catozilor lor, care practic este egal cu potenţialul anodului elementului *1* (dacă neglijăm căderea de tensiune pe elementul redresor). În cazul ideal, comutaţia curentului de la un anod la altul are loc în momentele *p, q, r* etc., cînd alternanţele pozitive ale tensiunilor pe fază se intersectează (fig. 7.23, *a*).

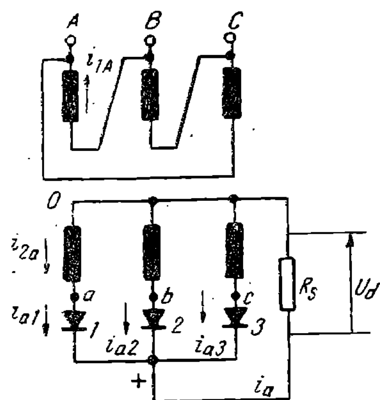


Fig. 7.22. Redresorul trifazat cu punct neutru.

Curentul redresat (fig. 7.23, *b*) care circulă prin rezistenţa de sarcină R_s se compune din curenţii i_{a1}, i_{a2}, i_{a3}.

Valoarea medie a tensiunii redresate are expresia :

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2}\, U_2 \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = 1{,}17 U_2. \qquad (7.28)$$

Valoarea medie a curentului printr-un element redresor se calculează cu relaţia :

$$I_A = \frac{I_d}{3}, \qquad (7.29)$$

iar valoarea maximă a curentului prin element $I_{am} = I_{dm}$ este legată de valoarea medie I_d printr-o relaţie asemănătoare relaţiei dintre tensiuni (7.28) adică :

$$I_{am} = \frac{\frac{\pi}{3} \cdot I_d}{\sin \frac{\pi}{3}} = 1{,}21\, I_d = 3{,}63 I_A. \qquad (7.30)$$

Valoarea instantanee a tensiunii între faze corespunde ordonatelor suprafeţei haşurate în figura 7.23, *a* ; cu ajutorul acestor ordonate s-a construit curba tensiunii inverse aplicate unui element din figura 7.23, *c*. Valoarea maximă a tensiunii inverse este :

$$U_{imax} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_2 = 2{,}09\, U_d. \qquad (7.31)$$

Valoarea efectivă a tensiunii secundare U_2 se determină din relaţia (7.28). Valoarea efectivă a curentului în înfăşurarea secundară (în ipoteza că se negli-

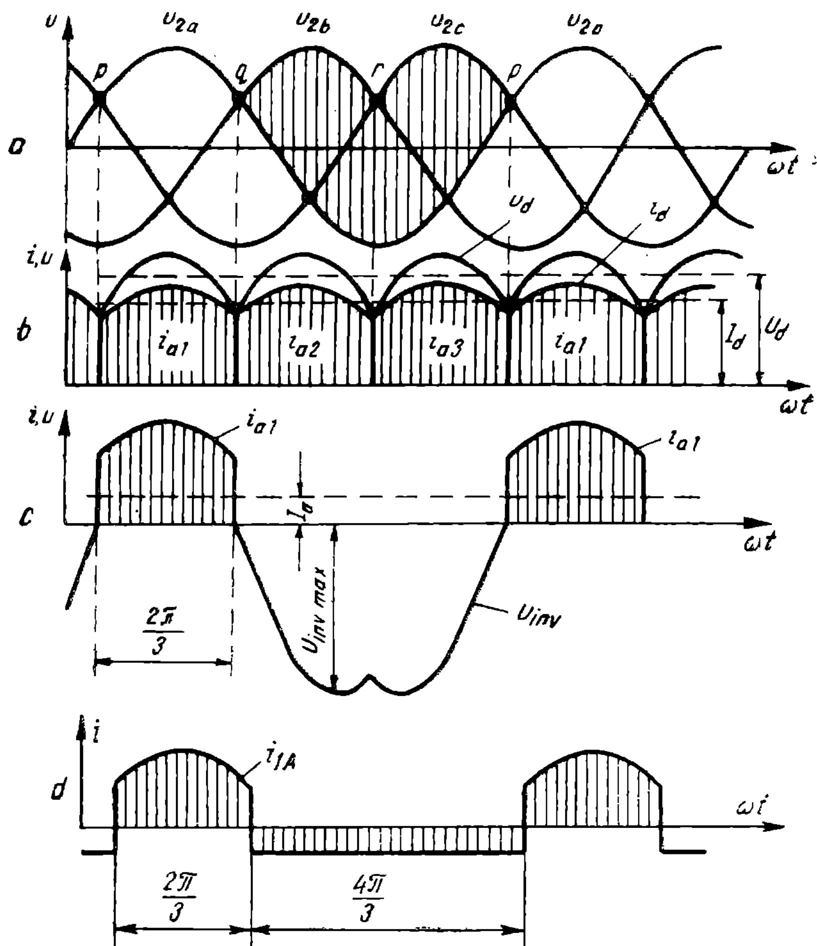


Fig. 7.23. Formele de undă pentru circuitul din figura 7.22.

jează pulsațiile acesteia, adică curba curentului se înlocuiește printr-un dreptunghi cu înălțimea I_d) se calculează cu formula :

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} I_A. \qquad (7.32)$$

Cu alte cuvinte, valoarea efectivă a curentului într-o înfășurare secundară depășește de $\sqrt{3}$ ori valoarea sa medie I_A.

Relațiile de mai sus pot fi ușor adaptate la cazul general al unui redresor polifazat cu m faze. Spre exemplu, valoarea medie a tensiunii redresate U_d devine în acest caz :

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2}\, U_2 \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}{\pi/m}. \qquad (7.28 \text{ bis})$$

De asemenea:

$$I_A = \frac{I_d}{m}. \qquad (7.29 \text{ bis})$$

Pentru a trece la analiza curenților primari, este necesar să luăm în considerare și schema de conexiune a transformatorului. Dacă înfășurările primare din figura 7.22 sînt conectate în triunghi, curentul poate circula prin fiecare fază independent de curenții din celelalte faze și curentul primar poate fi determinat prin eliminarea componentei continue a curentului secundar care străbate elementul redresor.

Ajungem astfel la diagrama curentului primar din figura 7.23, *d* care se obține printr-o translație pe verticală a axei absciselor cu mărimea componentei continue a curentului din figura 7.23 (raportată la primar):

$$I_{1A} = n\left(i_{2a} - \frac{1}{3} I_d\right), \qquad (7.33)$$

unde n este raportul de transformare.

Dacă înfășurarea primară este conectată în stea, situația se schimbă, deoarece curentul ce traversează una dintre faze nu mai poate circula independent de curenții din celelalte faze.

În orice moment, curenții care intră în punctul neutru sînt legați prin egalitatea:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0, \qquad (7.34)$$

din care rezultă că existența curentului într-o fază a primarului transformatorului este condiționată de existența curenților și în celelalte faze, chiar dacă înfășurările secundare ale acestora nu sînt străbătute de curent.

Pentru a determina distribuția curentului în bobinele primare în cazul cînd o singură fază a secundarului este străbătută de curent, trebuie să folosim încă o egalitate — aceea a echilibrului forțelor magnetomotoare în circuitele magnetice închise ale transformatorului, sau a curenților care caracterizează aceste forțe magnetomotoare atunci cînd înfășurările au același număr de spire. Considerînd, de exemplu, cazul cînd elementul redresor *1* conduce curent (fig. 7.24) și parcurgînd intîi circuitul magnetic al miezurilor *B* și *C* putem scrie:

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{2a} = 0\,;\; i_{1B} - i_{1C} = 0. \qquad (7.35)$$

Rezolvînd sistemul de ecuații (7.34) și (7.35) pentru intervalul de timp în care elementul redresor *1* conduce, obținem curenții în cele trei faze ale înfășurării primare:

$$i_{1A} = \frac{2}{3} i_{2a}\,;\quad i_{1B} = -\frac{1}{3} i_{2a}\,; i_{1C} = -\frac{1}{3} i_{2a}. \qquad (7.36)$$

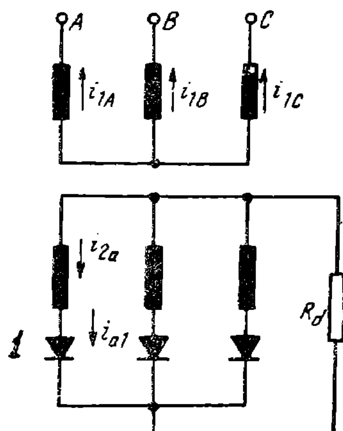


Fig. 7.24. Circulația curenților din înfășurările transformatorului redresorului trifazat cu conexiunea stea-stea.

Din relațiile (7.36) rezultă că înfășurarea primară corespunzătoare fazei încărcate a se-

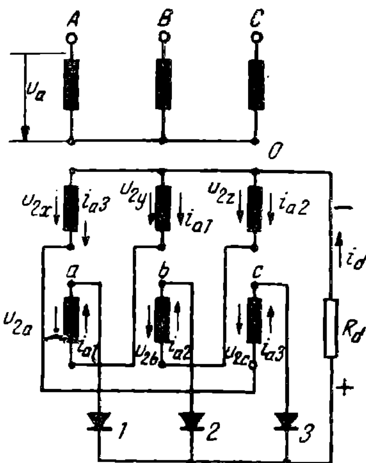


Fig. 7.25. Redresorul trifazat cu conexiunea stea-stea zig-zag.

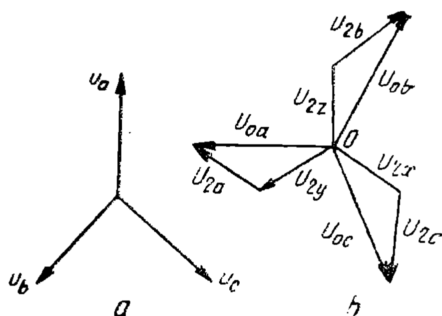


Fig. 7.26. Diagrama fazorilor pentru schema din figura 7.25.

cundarului este străbătută în sesns pozitiv de 2/3 din curentul de sarcină (raportat la primar), în timp ce celelalte înfășurări sînt străbătute în sens negativ de 1/3 din curentul de sarcină fiecare. În a doua treime de perioadă a tensiunii de alimentare, această distribuție se repetă în raport cu înfășurarea B ș.a. m.d. Se observă că o astfel de distribuție are ca efect o nesimetrie în distribuția forțelor magnetomotoare în miezurile transformatorului, care conduce în fiecare treime de perioadă la apariția unui flux de „magnetizare forțată" ce are același sens în cele trei miezuri ale transformatorului. Acest flux, care se închide prin aer sau prin carcasa transformatorului, impune o creștere a secțiunii miezurilor de fier și a curentului de magnetizare al transformatorului.

Determinînd valoarea efectivă a curentului primar în ipoteza că pulsația este neglijabilă, se găsește pentru ambele scheme de conexiune ale bobinelor primarului valoarea :

$$I_1 = n\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\left(\frac{2}{3}I_d\right)^2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{1}{3}I_d\right)^2\frac{4\pi}{3}\right]} = \frac{\sqrt{2}}{3}\cdot I_d \cdot n. \qquad (7.37)$$

Apariția fluxului de magnetizare forțată poate fi evitată prin **utilizarea conexiunii în zig-zag (Z) a înfășurării secundare** (fig. 7.25). Curentul unui element redresor trece în acest caz prin două înfășurări secundare, așezate pe miezuri diferite, asigurîndu-se astfel egalitatea tensiunilor magnetomotoare pe fiecare miez în parte. Conform diagramei fazorilor din figura 7.26, tensiunea pe fază este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît tensiunea pe o singură secțiune : $U_2 = \sqrt{3}U_{2x}$.

Parametrii acestei scheme de redresare sînt prezentați în tabelul 7.2 (în ipoteza că toate înfășurările au același număr de spire).

Relațiile de mai sus au fost stabilite pentru cazul unui transformator ideal. În realitate, inductanța de scăpări L_a a transformatorului, care poate fi considerată concentrată și cuplată în serie cu înfășurările secundare ale transfor-

Valorile unor parametri electrici ai redresoarelor polifazate

Tipul schemei și conexiunea înfășurării transformatorului	$\frac{U_2}{U_d} = \frac{U_1}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{P_T}{P_d}$
Trifazat cu punct neutru triunghi-stea	0,855	0,587	0,483	1,37
Trifazat cu punct neutru stea-stea	0,855	0,587	0,479	1,36
Trifazat cu secundarul în zig-zag	0,493	0,587	0,830	1,48
Trifazat în punte	0,428	0,818	0,818	1,05
Trifazat cu bobină de egalizare stea-stea	0,855	0,289	0,408	1,26

matorului, se va opune la trecerea instantanee a curentului de pe un anod pe altul, astfel că într-un interval de timp $t_c = \frac{\gamma}{\omega}$ va avea loc o conducție simultană pe doi anozi (fig. 7.27). Dacă admitem că $L_a \to \infty$, curentul prin sarcină este constant, deși curenții corespunzători unghiului de comutație de la un anod la altul $\gamma = \omega t_c$, sînt variabili. Diagramele curenților și tensiunilor ce intervin în funcționarea schemei sînt arătate în figura 7.27, *b*.

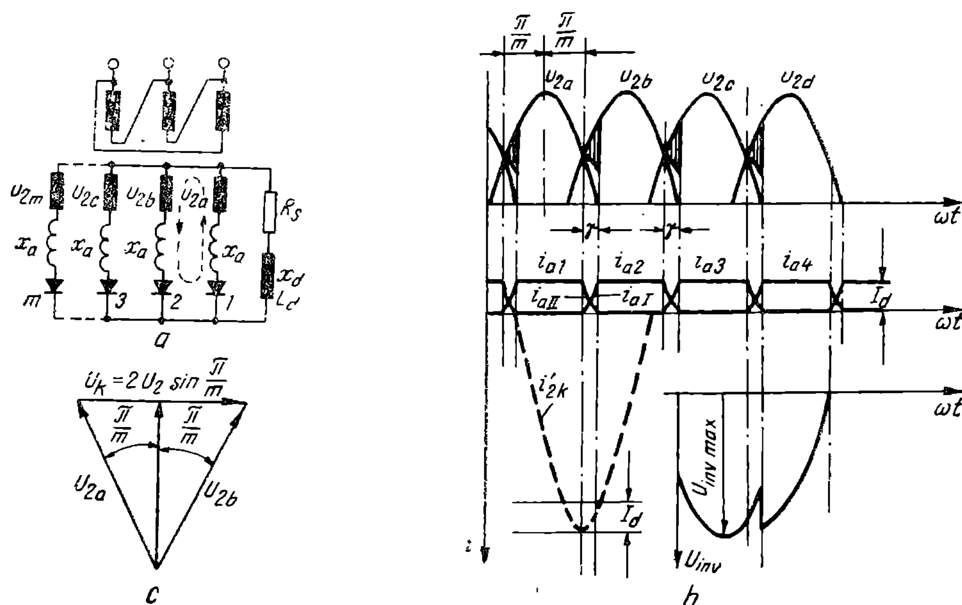


Fig. 7.27. Redresorul trifazat cu punct neutru și transformator real: *a* — schema de principiu; *b* — formele de undă; *c* — diagrama fazorilor.

În timpul procesului de comutație, cele două înfășurări secundare care alimentează elementele ce conduc simultan sînt puse practic în scurtcircuit, tensiunea de alimentare fiind egală, conform diagramei din figura 7.27, *c*, cu

$$u_{2b} - u_{2a} = 2\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}\sin\omega t$$

(se presupune că originea pentru argumente corespunde cu momentul egalității tensiunii celor două faze care conduc succesiv).

Curentul i_k în circuitul de comutație satisface ecuația :

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{u_{2b} - u_{2a}}{2L_a},$$

avînd soluția :

$$i_k = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_a}\sin\frac{\pi}{m}\cos\omega t - C.$$

Constanta de integrare C se determină din condiția la limită ; la $t = 0$ este necesar ca $i_k = I_d$, deci :

$$C = I_d - \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_a}\sin\frac{\pi}{m}.$$

Curentul fazei care iese din conducție în timpul comutației are expresia :

$$i_{k1} = I_d - \frac{\sqrt{2}U_2}{X_a}\sin\frac{\pi}{m}(1 - \cos\omega t), \tag{7.38}$$

în care $X_a = \omega L_a$ este reactanța de scăpări a transformatorului.

Curentul fazei care intră în conducție se calculează cu relația

$$i_{k2} = I_d - i_{k1}.$$

Unghiul de comutație se determină din condiția la limită $\omega t = \gamma$; $i_{k_1} = 0$, sau $\omega t = \gamma$; $i_{k_2} = I_d$ și are expresia :

$$\cos\gamma = 1 - \frac{X_a I_d}{2U_2 \sin\frac{\pi}{m}}. \tag{7.39}$$

Considerînd că în intervalul t_c valoarea instantanee a tensiunii redresate este egală cu semisuma tensiunilor pe fază (fig. 7.27, *b*) apare o micșorare a valorii medii a tensiunii redresate cu o cantitate proporțională cu aria suprafeței hașurate. Deoarece ordonatele acestor suprafețe hașurate sînt date de relația

$$\Delta u_x = \frac{u_{2a} - u_{2b}}{2},$$

găsim ușor valoarea medie a căderii de tensiune inductive :

$$\Delta U_x = \frac{m}{2\pi}\int_0^{\gamma}\Delta u_x d(\omega t) = \frac{m}{2\pi}\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}(1 - \cos\gamma),$$

sau înlocuind $1 - \cos\gamma$ prin valoarea dedusă din (7.39), obținem :

$$\Delta U_x = \frac{I_d X_a}{\frac{2\pi}{m}}. \qquad (7.40)$$

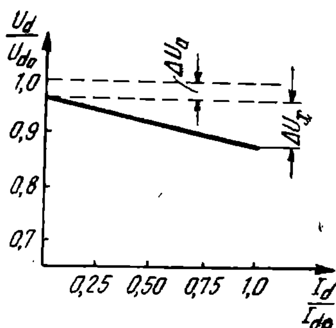


Fig. 7.28. Caracteristica externă a redresorului trifazat.

Deoarece modificarea formei curenților primar și secundar în urma procesului de comutație exercită o influență redusă asupra valorii efective a curenților (abaterea nu depășește 5—10%), formulele de calcul prezentate la analiza redresorului cu transformator ideal rămîn practic valabile și în cazul de față.

Căderea de tensiune ΔU_x determină forma caracteristicii externe a redresorului, care are expresia :

$$U_d = U_{do} - \Delta U_a - \Delta U_x = U_{do} - \Delta U_a - \frac{X_a}{\frac{2\pi}{m}} I_d, \qquad (7.41)$$

în care :

$$U_{do} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}, \qquad (7.42)$$

iar ΔU_a este căderea de tensiune pe elementul redresor. Forma caracteristicii externe a unui redresor trifazat este arătată grafic în figura 7.28, unde s-a considerat în abscisă raportul dintre curentul redresat I_d și curentul redresat nominal I_{do}.

7.3.2. REDRESORUL POLIFAZAT ÎN PUNTE

Ca și în paragraful anterior, vom analiza cazul mai simplu al unui redresor trifazat. Schema de conexiune a unui redresor trifazat în punte este arătată în figura 7.29, *a*. Cele șase elemente redresoare sînt împărțite în două grupe : grupa inferioară, formată din elementele *1*, *3*, *5*, ai căror catozi sînt legați electric împreună (constituind polul pozitiv al tensiunii redresate), și grupa superioară, formată din elementele *2*, *4*, *6*, ai căror anozi sînt legați împreună (constituind polul negativ).

Funcționarea redresorului este ilustrată de diagramele din figura 7.29, *b*. În fiecare fracțiune de perioadă $T/3$ curentul va circula prin două elemente redresoare legate în serie, unul din grupa inferioară (care are potențialul pozitiv cel mai ridicat pe anodul său) și altul din grupa superioară (care are cel mai coborît potențial negativ pe catodul său). Curba tensiunii redresate reprezintă suma geometrică a ordonatelor pe fază, corespunzătoare diodelor ce conduc simultan în intervalul de timp considerat. Se observă că pulsațiile redresate

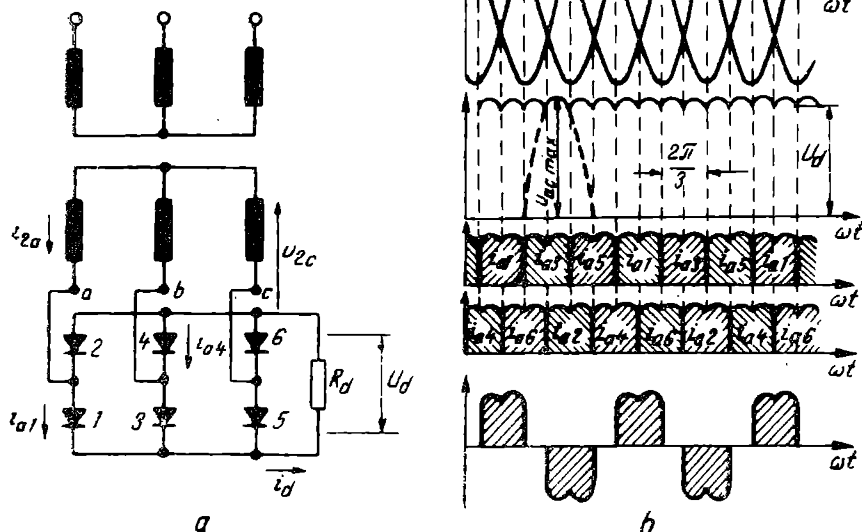


Fig. 7.29. Redresorul trifazat în punte:
a — schema de principiu; *b* — formele de undă.

corespund unei frecvențe de șase ori ($2m$) mai mare decît frecvența rețelei de alimentare. Valoarea medie a tensiunii redresate se calculează cu relația cunoscută:

$$U_{do} = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}, \tag{7.43}$$

dacă în locul tensiunii pe fază U_2 se introduce tensiunea de linie U_{21}, iar în locul numărului de faze m, cifra 6. Se obține astfel:

$$U_{do} = \frac{2U_{21} \sin\frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = 1{,}35U_{21} = 2{,}34U_2. \tag{7.44}$$

Se constată astfel că pentru aceeași tensiune redresată U_d mărimea tensiunii pe fază în schema de redresare dublă alternanță poate fi luată de $\frac{2{,}34}{1{,}17} =$ $= 2$ ori mai mică decît în schema cu priza mediană. Aceasta reduce mult cerințele impuse izolației înfășurărilor transformatorului, ceea ce prezintă importanță în cazul redresoarelor de înaltă tensiune.

În concluzie, redresorul polifazat în punte prezintă următoarele avantaje:

— pulsații mai mici ale tensiunii redresate;

— tensiunea inversă maximă mică, egală practic cu tensiunea redresată;

— greutatea mai redusă a transformatorului.

Schema necesită însă un număr dublu de elemente redresoare față de schema cu punct neutru. De asemenea, în redresoarele polifazate în punte este exclusă posibilitatea utilizării elementelor redresoare polianodice cu catod comun (redresoare polianodice cu catod de Hg).

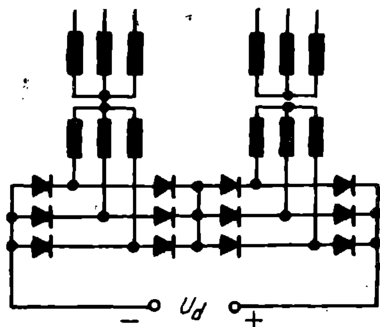


Fig. 7.30. Conectarea în serie a redresoarelor trifazate în punte.

Conexiunea în punte este recomandabilă, în special, la redresarea tensiunilor înalte la puteri mai mari de 10 kW. Pentru mărirea tensiunii redresate se poate utiliza conectarea în serie a mai multor redresoare în punte, mai ales atunci cînd se folosesc diode semiconductoare. Conectarea în serie se realizează după schema din figura 7.30, cunoscută și sub denumirea de *schema Larionov*. Circuitul primar al celor două înfășurări secundare din figura 7.30 poate fi comun. Funcționarea redresorului în punte cu transformator real se analizează la fel ca și în cazul precedent.

Pentru redresorul trifazat ($m = 6$) se găsesc următoarele valori pentru parametrii γ și ΔU_x [22]:

$$\cos\gamma = 1 - \frac{2I_dX_a}{\sqrt{6}U_2}; \quad \Delta U_x = \frac{6I_dX_a}{2\pi} = \frac{I_dX_a}{3\pi}.$$

7.3.3. REDRESORUL POLIFAZAT CU BOBINĂ DE EGALIZARE

Schema redresorului polifazat cu bobină de egalizare este arătată în figura 7.31. Ea prezintă avantajul că necesită o singură înfășurare secundară pentru încălzirea filamentelor (în cazul tuburilor termoionice), deoarece toți catozii elementelor redresoare se găsesc în același potențial. Transformatorul de rețea al acestei scheme de redresare are două înfășurări secundare care funcționează în antifază; pentru fiecare fază în parte, redresarea alternanțelor pozitive este efectuată de un redresor (de exemplu, R'), iar redresarea alternanțelor negative — de alt redresor (de exemplu, R''). Între punctele neutre ale acestor două înfășurări secundare se leagă o bobină L_s cu priză mediană, care poartă numele de *bobină de egalizare*. De fapt, această bobină cu miez de fier nu este altceva decît un transformator cu raportul de transformare 1 : 1, care prezintă o inductanță foarte mare curentului alternativ, lăsînd să treacă curentul continuu. Bobina de

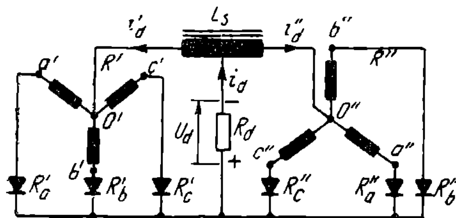


Fig. 7.31. Redresorul polifazat cu bobină de egalizare (de absorbție).

egalizare are rolul de a se opune circulației, între cele două înfășurări secundare, a componentelor alternative ce rezultă datorită cuplării acestora în antifază.

Dacă $i_d' = i_d''$, tensiunea magnetomotoare rezultantă este egală cu zero și bobina L_s nu joacă nici un rol. Dacă însă $i_d' \neq i_d''$, în miezul bobinei apare un flux magnetic, care va induce tensiuni alectromotoare diferite în înfășurări, restabilindu-se astfel egalitatea curenților. Funcționarea acestei scheme este echivalentă cu funcționarea a două redresoare trifazate care au fazele înfășurărilor secundare decalate cu 180° și care lucrează în paralel. Diagrama tensiunilor și curenților redresați este asemănătoare celei corespunzătoare redresorului trifazat în punte.

7.4. PROTECȚIA REDRESOARELOR DE MARE PUTERE

Perfecționarea tehnologiei elementelor semiconductoare în ultimii ani a făcut posibilă fabricarea de diode redresoare de putere cu siliciu sau germaniu, capabile să înlocuiască redresoarele cu vapori de mercur în instalațiile de redresare industriale.

Diodele de germaniu și siliciu permit să se reducă sensibil masa și volumul instalațiilor redresoare de mare putere. Astfel, diodele cu germaniu au un volum specific de 0,02—0,2 cm³/VA și o masă specifică de 0,02—0,2 g/VA. Se realizează astfel ușor puteri nominale de 100 kVA pe element și randamentul ajunge la 98%. Diodele cu siliciu permit realizarea unor parametri superiori, masa specifică ajungînd la 0,01 g/VA, iar volumul specific — la valori de 0,002 cm³/VA. Dezavantajul principal al diodelor cu siliciu îl constituie capacitatea relativ redusă de a suporta suprasolicitările de curent. Caracteristica de suprasarcină a unei diode cu siliciu este arătată în figura 7.32. Se observă că un curent de suprasarcină I_{ds} de două ori mai mare decît curentul nominal I_d nu trebuie să dureze mai mult de o secundă, iar o suprasarcină de 700% este suportată de element doar timp de 0,02 s.

Capacitatea de suprasarcină în tensiune a diodelor cu siliciu este ceva mai mare decît a diodelor de germaniu. Astfel, unele exemplare pot suporta o creștere de 1,5 ori a tensiunii inverse (față de valoarea nominală) timp de 10 secunde.

Protecția la suprasarcini a diodelor de putere se realizează cu ajutorul siguranțelor fuzibile ultrarapide, care au o caracteristică de topire apropiată de caracteristica de suprasarcină a diodei.

Pentru protecția la scurtcircuite interioare, se utilizează siguranțe montate fie în serie cu fiecare diodă (fig. 7,33, *a*) fie pe barele de curent alternativ (fig. 7.33, *b*).

Prima metodă de protecție are dezavantajul că în momentul topirii apare pe siguranță o tensiune de arc în sensul de blocare, care are o valoare ridicată și nu trebuie să depășească tensiunea inversă admisă pe diodă U_{imax}. Acest fenomen este, în special, resimțit la siguranțele ultrarapide.

A doua metodă are o acțiune de protecție la suprasarcini mai redusă, deoarece curentul eficace prin siguranță este cu $\sqrt{2}$ ori mai mare decît curentul

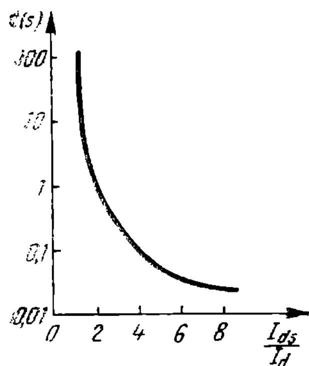


Fig. 7.32. Caracteristica de suprasarcină a unei diode cu siliciu.

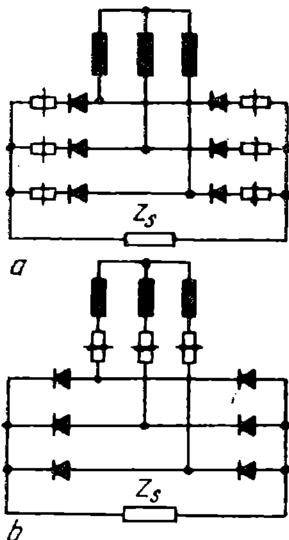


Fig. 7.33. Conectarea siguranțelor de protecție în circuitul de redresare cu diode de siliciu:
a — în serie cu fiecare diodă;
b — pe barele de curent alternativ.

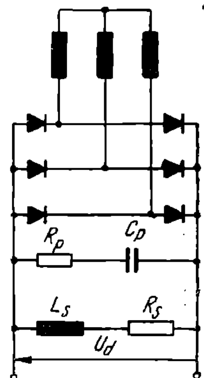


Fig. 7.34. Redresor trifazat în punte cu circuit de protecție împotriva supratensiunilor tranzitorii la întreruperea curentului de sarcină.

eficace printr-o diodă. În schimb, introducerea siguranțelor în barele de curent alternativ nu conduc la apariția de supratensiuni periculoase la bornele diodelor.

Protecția diodelor la supratensiunile care pot apărea la gruparea diodelor în serie se efectuează, la fel ca și în cazul redresoarelor de mică putere, prin cuplarea unor rezistențe și capacități în paralel pe fiecare diodă.

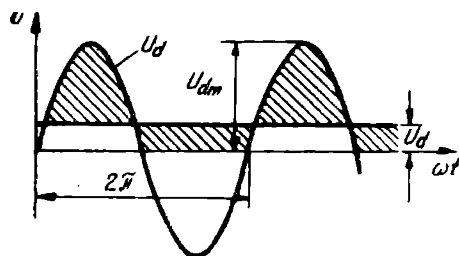
Pentru reducerea supratensiunilor care apar la conectarea redresorului la rețea (cînd sarcina este deconectată) *sau la întreruperea curentului de sarcină*, se montează pe ieșirea și intrarea redresorului cîte o capacitate în serie cu o rezistență (fig. 7.34).

Protecția pentru scurtcircuitele exterioare se realizează cu ajutorul siguranțelor și întrerupătoarelor ultrarapide.

Informații suplimentare asupra protecției redresoarelor se găsesc în literatură [16], [19].

7.5. FILTRAREA TENSIUNII REDRESATE

Curbele tensiunii u_d (fig. 7.35) sau curentului i_d la ieșirea din redresor au caracter pulsatoriu. Componenta variabilă a acestor mărimi poartă numele de pulsație. Valorile amplitudinilor primelor trei armonice ale tensiunii re-



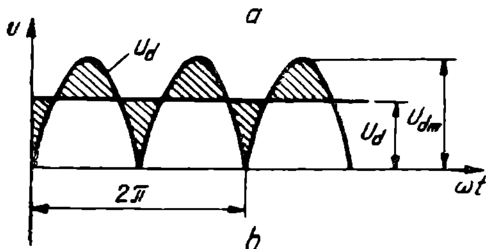


Fig. 7.35. Forma de undă a tensiunii redresate în cazul redresorului monofazat: *a* — monoalternanță; *b* — dublă alternanță.

dresate pentru cîteva scheme uzuale sînt prezentate în tabelul 7.3.

Se observă că în toate cazurile, componenta armonică fundamentală a pulsației are cea mai mare amplitudine. De aceea, pulsația se apreciază cantitativ prin raportul dintre amplitudinea acestei componente și tensiunea medie redresată:

$$K_p = \frac{U_{dm(1)}}{U_d} \cdot 100, \qquad (7.45)$$

care poartă numele de *factor de pulsație*.

Mărimea admisibilă a acestui coeficient este determinată de caracterul sarcinii. De exemplu, pentru alimentarea unui amplificator de putere în contratimp, K_p poate să aibă valori cuprinse între 0,5 și 2%. Pentru alimentarea unui amplificator de tensiune de joasă frecvență este necesar un coeficient de pulsație $K_p = (0{,}01—0{,}05)\%$. Deoarece la redresoare monofazate pulsația depășește cu mult valorile admisibile, este necesar ca între redresor și sarcină să se introducă un filtru de netezire.

Tabelul 7.3

Schema de redresare	Frecvența componentei fundamentale, f_F	Factorul de pulsație, $U_{dm(n)}/U_d$		
		$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
Redresor monofazat monoalternanță	f	1,57	0,663	0,230
Redresor monofazat dublă alternanță	$2f$	0,667	0,133	0,057
Redresor trifazat cu punct neutru	$3f$	0,250	0,057	0,025
Redresor trifazat în punte	$6f$	0,057	0,014	0,006

Varianta cea mai simplă a acestui filtru conține o inductanță în serie, fie o capacitate în paralel cu sarcina. În cazul mai general, filtrul poate fi mai complex, prezentîndu-se ca un cuadripol format din diferite reactanțe.

Eficacitatea tuturor acestor categorii de filtre poate fi apreciată cu ajutorul *coeficientului de netezire,* care se defineşte ca raportul dintre factorul de pulsaţie la ieşirea redresorului K_{p1} şi factorul de pulsaţie la ieşirea filtrului K_{p2}, adică :

$$K_{net} = \frac{K_{p1}}{K_{p2}}. \tag{7.46}$$

7.5.1. FILTRE CU INDUCTANŢĂ

Schema unui filtru cu inductanţă este prezentată în figura 7.36. Dacă neglijăm rezistenţa bobinei, putem scrie :

$$K_{net} = \frac{\sqrt{R_S^2 + (L\omega_F)^2}}{R_S}. \tag{7.47}$$

Deoarece în majoritatea cazurilor $L\omega_F = 2\pi L f_F \gg R_S$, inductanţa filtrului se poate calcula cu formula aproximativă :

$$L \cong \frac{K_{net} R_S}{2\pi f_F}.$$

Pentru valori mici ale rezistenţei de sarcină R_S, se obţine o netezire satisfăcătoare, chiar dacă f_F este mică. Dacă rezistenţa creşte, bobina începe să nu mai influenţeze asupra formei tensiunii redresate ; filtrul nu mai este eficace atunci cînd curentul scade sub o anumită valoare critică.

Inductanţa sarcinii (sau a filtrului de netezire) care asigură continuitatea curentului redresat se numeşte *inductanţă critică.* Ea depinde de curentul de sarcină, legea de variaţie a tensiunii continue la ieşirea redresorului în funcţie de curentul de sarcină (pentru o valoare constantă a inductanţei L) avînd forma din figura 7.37, *a*. În figura 7.37, *b* este arătată cum creşte tensiunea la ieşire la micşorarea inductanţei sarcinii (sau filtrului de netezire) în cazul cînd curentul sarcinii este menţinut constant. Dacă se neglijează rezistenţa

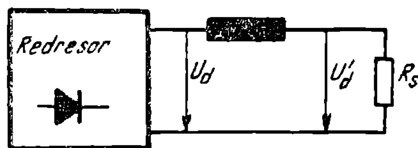


Fig. 7.36. Filtru cu intrare pe inductanţă (filtru L).

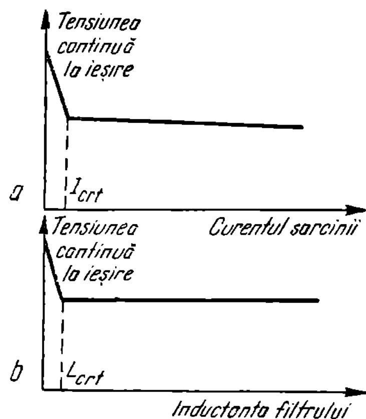


Fig. 7.37. Variaţia tensiunii la ieşirea unui redresor cu filtru de inductanţă :
a — în funcţie de curentul de sarcină ; *b* — în funcţie de inductanţa filtrului (L = *const.*).

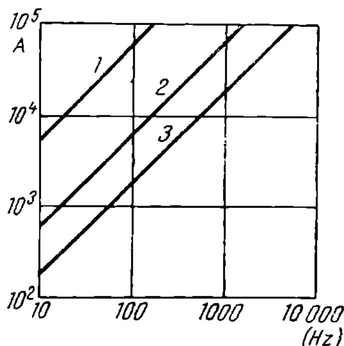


Fig. 7.38. Diagramă pentru determinarea coeficientului A din relația (7.55) :

1 — redresor trifazat în punte ; 2 — redresor trifazat cu punct neutru ; 3 — redresor monofazat dublă alternanță.

transformatorului și diodelor, inductanța critică se determină cu relația :

$$L_{crt} = \frac{R_{st}}{A}, \qquad (7.48)$$

în care :

R_{st} este valoarea totală a rezistenței de sarcină (inclusiv a bobinei de filtrare) ;

A — un coeficient de calcul determinat de frecvența tensiunii de alimentare și de tipul schemei de redresare, conform curbelor din figura 7.38.

În tabelul 7.4 sînt prezentate valorile relative ale curenților și tensiunilor, precum și celelalte date de calcul pentru schemele de redresare cu filtru L cele mai utilizate (calculate în ipoteza că redresorul este ideal, iar inductanța filtrului este infinită).

Tabelul 7.4

Valorile unor parametri electrici ai redresoarelor cu filtru pe inductanță ($L = \infty$)

Tipul schemei	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{U_{def_1}}{U_d}$	$\frac{U_{def_2}}{U_d}$	$\frac{U_{def_3}}{U_d}$	$\frac{U_{i\,max}}{U_d}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{P_2}{P_d}$	$\frac{P_1}{P_d}$
Redresor monofazat cu priză mediană	1,111	0,471	0,0944	0,0405	3,14	0,707	1,57	1,11
Redresor monofazat în punte	1,111	0,471	0,0944	0,0405	1,57	1	1,11	1,11
Redresor trifazat mono-alternanță	0,855	0,177	0,041	0,018	2,09	0,577	1,48	1,21
Redresor trifazat dublă-alternanță	0,428	0,0405	0,0099	0,0043	1,05	0,816	1,05	1,05
Redresor hexafazat monoalternanță (cu primarul în triunghi)	0,740	0,0405	0,0099	0,0043	2,09	0,408	1,81	1,28

Filtrul cu intrare pe inductanță nu se utilizează în cazul redresoarelor monofazate monoalternanță, din cauza eficacității sale reduse ($L_{crt} = \infty$). De asemenea, filtrul cu inductanță poate provoca supratensiuni în circuit în cazul unei deconectări brușe a sarcinii, din cauza eliberării energiei acumulate în cîmpul magnetic al bobinei.

Unele din dezavantajele de mai sus pot fi înlăturate prin cuplarea unei capacităţi la ieşirea filtrului. Se obţine astfel filtrul arătat în figura 7.39, care are un coeficient de netezire :

$$K_{net} = (2\pi f_F)^2 LC. \tag{7.49}$$

7.5.2. FILTRE CU CAPACITATE

Schema unui filtru cu capacitate este prezentată în figura 7.40. Deoarece curentul circulă prin elementul redresor sub formă de impulsuri (cu o valoare maximă ridicată), acest filtru conduce la o solicitare mai puternică a transformatorului de reţea şi a diodelor redresoare. În timpul primei alternanţe redresate, filtrul cu capacitate provoacă apariţia unui curent de 30—100 ori mai mare decît curentul de sarcină, curent ce trece prin dioda în stare de conducţie. De aceea, acest filtru se utilizează numai în cazul redresoarelor monofazate cu curenţi mici (şi tensiuni mari).

Dacă unghiul de conducţie al elementului redresor este mai mic decît 60°, capacitatea C se calculează cu relaţiile aproximative :

— redresoare monoalternanţă : $C = \dfrac{100}{\pi f R_S K_p}$; (7.50)

— redresoare bialternanţă : $C = \dfrac{100}{4\pi f R_S K_p}$. (7.51)

Din aceste relaţii rezultă că valoarea capacităţii filtrului este cu atît mai mică, cu cît R_S este mai mare. Pentru aceeaşi tensiune alternativă de alimentare aplicată redresorului, tensiunea obţinută la ieşire în cazul filtrului cu capacitate este cu 54% mai mare decît în cazul filtrului cu inductanţă. În schimb, caracteristica externă este mult mai căzătoare, iar cu creşterea curentului de sarcină se măreşte şi factorul de pulsaţie.

7.5.3. FILTRE COMPLEXE

Atunci cînd valorile L sau C rezultate din calcul sînt prea mari, se utilizează curent filtre complexe. Acestea pot fi de tip Γ (fig. 7.39), π (fig. 7.41) sau filtre compuse din mai multe secţiuni de acest fel, legate în cascadă (fig. 7.42). Filtrul π poate fi considerat ca fiind format dintr-un filtru cu capacitate C_1, urmat de un filtru Γ, constituit din L şi C_2. În unele redresoare de puteri foarte mici se folosesc şi filtre RC, ca cel din figura 7.43.

Deşi sînt simple, filtrele cu inductanţă şi capacitate prezintă şi unele dezavantaje care ies mai puternic în evidenţă în cazul schemelor de alimentare a aparaturii tranzistorizate. Circuitele de colector ale tranzistoarelor pot necesita curenţi de cîţiva amperi, astfel încît chiar la valori nu prea mari ale inductanţei bobinei de filtraj L, energia magnetică $\frac{LI^2}{2}$ poate ajunge la valori însemnate. Cîmpul magnetic de scăpări ale bobinei creează zgomote de joasă frecvenţă, împiedicînd funcţionarea normală a aparaturii de măsurare şi amplificare. Supratensiunile ce apar în bobina de filtraj impun folosirea unor dispozitive redresoare cu tensiune inversă maximă admisibilă mărită şi a unor condensatoare de filtraj cu tensiune de lucru mare. O micşorare apreciabilă a dimensiunilor filtrului şi a supratensiunilor se poate obţine prin utilizarea tranzistoarelor ca element de filtraj.

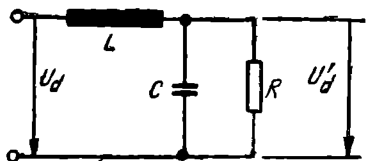


Fig. 7.39. Filtru cu inductanță și capacitate.

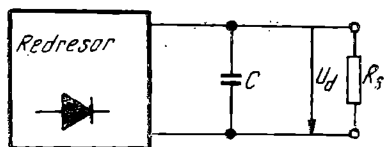


Fig. 7.40. Filtru cu intrare pe capacitate.

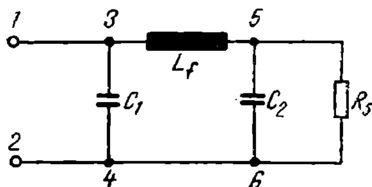


Fig. 7.41. Filtru complex în π.

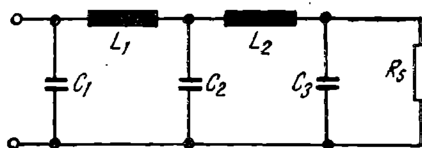


Fig. 7.42. Filtru compus din două filtre complexe.

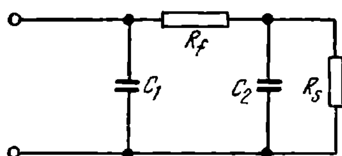


Fig. 7.43. Filtru complex *RC*.

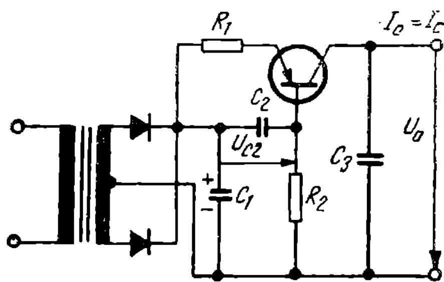


Fig. 7.44. Redresor monofazat dublă alternanță prevăzut cu filtru cu tranzistor.

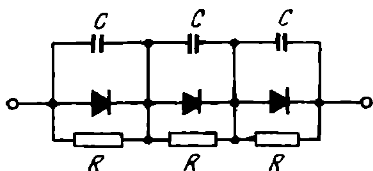


Fig. 7.45. Gruparea în serie a diodelor redresoare.

Filtrarea tensiunii redresate cu ajutorul tranzistoarelor se bazează pe faptul că între emitor şi colector tranzistorul opune o rezistenţă mică trecerii curentului continuu şi o rezistenţă mare componentei alternative a curentului redresat.

Schema completă a unui redresor dublă alternanţă cu filtrare prin tranzistor este prezentată în figura 7.44. Punctul de funcţionare M în curent continuu se fixează prin negativarea bazei tranzistorului cu ajutorul rezistenţei R_2. Datorită capacităţii mari a condensatorului C_2, tensiunea U_{C2} de la bornele sale este constantă în cursul unei semiperioade, astfel că :

$$I_0 = I_E = \frac{U_{C2} + U_{EB}}{R_1} \cong \frac{U_{C2}}{R_1}.$$

Tranzistorul are un efect de filtrare echivalent unei inductanţe :

$$L_{ech} = \frac{r}{2\pi f_F}, \qquad (7.52)$$

în care f_F este frecvenţa pulsaţiei, în herţi, iar r — rezistenţa dinamică de ieşire a tranzistorului, în ohmi.

7.6. CONSIDERAŢII SUPLIMENTARE ASUPRA PROIECTĂRII REDRESOARELOR

Din cele prezentate mai sus rezultă că funcţionarea circuitelor de redresare este determinată de natura sarcinii conectate la ieşire. Redresoarele monofazate cu sarcină pur rezistivă (fără elemente de filtrare produc tensiuni cu pulsaţii puternice, motiv pentru care sînt foarte rar utilizate. De obicei, se folosesc redresoare monofazate cu filtru L (cu intrare pe inductanţă), cu filtru C (cu intrare pe capacitate) sau cu filtru complex LC. La puteri mari şi foarte mari, se utilizează redresoarele polifazate care asigură un factor de pulsaţie mult mai redus decît redresoarele monofazate. Pentru netezirea curentului furnizat de redresoarele polifazate, se utilizează inductanţe în serie cu sarcina.

Dacă la alegerea elementelor redresoare (în funcţie de parametrii limitativi U_{imax}, I_{FOmax}, P_{Dmax}) tipurile de diode de care dispunem nu asigură unul din parametrii de mai sus, se pot utiliza combinaţii de mai multe diode în serie sau în paralel. Astfel, în cazul în care tensiunea inversă a diodelor U_{imax} este prea mică se conectează în serie mai multe diode identice (fig. 7.45), obţinîndu-se o tensiune inversă totală

$$U_{i\ max\ tot} = (0{,}8 - 0{,}9) n U_{i\ max}, \qquad (7.60$$

în care n este numărul diodelor legate în serie. Pentru egalizarea tensiunilor inverse se conectează în paralel pe fiecare diodă cîte o rezistenţă R, astfel aleasă încît să se aducă în limite acceptabile dispersia rezistenţelor lor inverse. De asemenea, în paralel cu diodele redresoare se montează condensa-

toarele C, care au rolul de a egaliza tensiunile tranzitorii sau supratensiunile de scurtă durată. În caz contrar, datorită timpului de stocare diferit de la o diodă la alta, dioda care s-ar bloca mai repede ar prelua asupra sa întreaga tensiune inversă aplicată lanțului de diode.

La cuplarea în paralel a mai multor diode (pentru a se obține un curent redresat mai mare), curenții prin diode nu sînt egali, fenomenul fiind datorat dispersiei rezistențelor de conducție și variației caracteristicilor diodelor în funcție de temperatură. De aceea, diodele în paralel nu se vor încărca decît cu (70—75)% din curentul lor nominal.

Un alt aspect care trebuie avut în vedere la alegerea elementelor redresoare este regimul lor termic. Diodele semiconductoare sînt calibrate după curentul mediu I_{Ao} pe care ele îl pot suporta în stare de conducție directă, fără ca temperatura joncțiunii să depășească o anumită valoare maximă T_{jmax}, indicată de catalog.

Teoretic, se admite că evacuarea căldurii de la joncțiune spre exterior se face sub o diferență de temperatură proporțională cu puterea disipată, adică

$$\Delta T = T_j - T_{amb} = R_{thja} P_D, \qquad (7.61)$$

în care :

T_{amb} este temperatura mediului ambiant ;
T_j — temperatura joncțiunii ;
R_{thja} — rezistența termică joncțiune-mediu ambiant ;
P_D — puterea disipată la nivelul joncțiunii.

În cazul unei diode redresoare de mare putere, R_{thja} este constituită din cel puțin trei rezistențe termice distincte (considerate legate în serie conform schemei echivalente din fig. 7.46) și anume :

$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}, \qquad (7.62)$$

în care :

R_{thjc} este rezistența termică joncțiune-capsulă (indicată de foile de catalog) ;
R_{thcr} — rezistența termică de contact între capsulă și radiator ;
R_{thra} — rezistența termică a radiatorului utilizat pentru răcirea dispozitivului.

Puterea medie P_D disipată în conducție de o diodă redresoare se calculează cu relația :

$$P_D = \frac{1}{T}\int_0^T u_A i_A \mathrm{d}t.$$

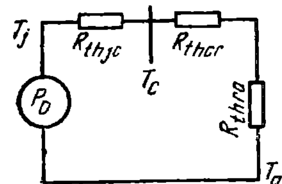


Fig. 7.46. Schema echivalentă a transmisiei căldurii de la joncțiune în mediul ambiant, pentru o diodă de putere (în regim permanent).

Aproximînd caracteristica diodei ca în figura 7.3, putem scrie

$$P_D = \frac{1}{T}\int_0^T (U_{ao} + r_d i_A) i_A \mathrm{d}t = U_{ao} I_{Ao} + r_d I_{Aef}^2. \qquad (7.63)$$

În cataloage se indică de obicei curbele puterii medii disipate în funcție de curentul mediu care traversează dioda I_{Ao} (în regim sinusoidal) și în funcție de

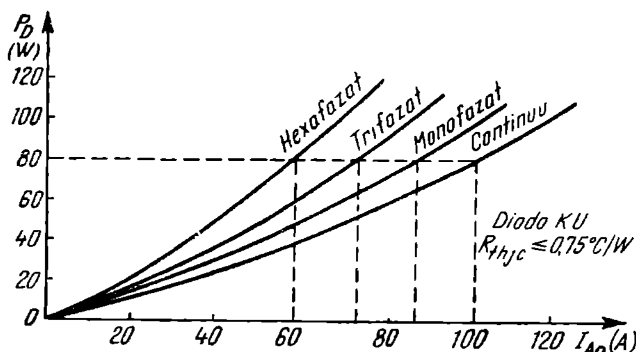


Fig. 7.47. Curbele puterii disipate în funcție de valoarea medie a curentului redresat, pentru o diodă KU.

montajul utilizat. Pentru exemplificare, în figura 7.47 se prezintă curbele $P_D = f(I_{A0})$ pentru dioda de putere *KU* în funcție de schema de redresare utilizată. Punctele acestor curbe sînt astfel alese încît pentru un curent mediu dat și pentru un unghi de conducție cunoscut, temperatura joncțiunii să nu depășească valoarea maximă admisibilă pentru regimul permanent de funcționare.

Pentru a ilustra modul de folosire a curbelor din figura 7.47, să presupunem ca dioda *KU*, care are rezistența termică $R_{thjc} = 0{,}75°C/W$ se utilizează cu un radiator cu convecție naturală tip KNF348 [20] a cărui rezistență termică este de 0,37°C/W. Considerînd că $R_{thcr} = 0{,}13°C/W$ și că temperatura ambiantă maximă este de 50°C, rezultă :

$$\Delta T_{ja} = 150° - 50° = 100°C,$$

de unde

$$P_D = \frac{\Delta T_{ja}}{R_{thtot}} = \frac{100}{0{,}37 + 0{,}75 + 0{,}13} = 80\ W.$$

Această putere disipată maximă este valabilă pentru orice schemă de redresare. Trasînd pe graficul din figura 7.47 o paralelă la axa absciselor la puterea $P_D = 80$ W, obținem curentul mediu maxim pentru diferite scheme redresoare care folosesc diode *KU* cu radioator KNF348 la temperatura mediului ambiant de 50°C și anume :

— curent continuu : $I_{Ao} \cong 102$ A ;
— curent monofazat : $I_{Ao} \cong 88$ A ;
— curent trifazat : $I_{Ao} = 74$ A ;
— curent hexafazat : $I_{Ao} = 58$ A.

Proiectarea unui redresor necesită, în general, calcule laborioase. În practică, se preferă utilizarea datelor din tabelele 7.1—7.4, precum și a diagramelor întocmite pe baza calculelor.

7.7. REDRESOARE COMANDATE

Prin redresor comandat (sau reglabil) se înțelege un redresor ce folosește, în locul diodelor obișnuite, elemente de redresare cu electrod de comandă și care permite ca, printr-o reglare potrivită a tensiunii aplicate acestui electrod, să se modifice în limite largi valoarea medie a tensiunii și curentului redresat.

Redresoarele reglabile se realizează cu tiristoare sau cu alte elemente electronice cu electrod de comandă, cum ar fi ignitroanele, excitroanele sau redresoarele polianodice cu catod de mercur. Reglarea curentului sau tensiunii redresate cu ajutorul acestor elemente se efectuează prin variația momentului (fazei) în care elementele sînt aduse în conducție, metoda fiind cunoscută sub denumirea de reglaj „prin control de fază".

Cu ajutorul tensiunii aplicate electrodului de comandă al acestor elemente se poate controla numai momentul apariției conducției (curentului anodic), dar nu se poate influența momentul de întrerupere a acesteia. Tensiunea de alimentare a circuitului redresor fiind alternativă, elementul redresor se blochează totuși atunci cînd tensiunea anodică trece prin zero pentru a-și schimba semnul. În acest fel, în timpul alternanței negative a tensiunii de alimentare, electrodul de comandă al elementului redresor își poate recăpăta proprietatea de control al momentului aprinderii sau amorsării. Întîrziind cu ajutorul acestui electrod momentul apariției conducției, în fiecare alternanță pozitivă a tensiunii de alimentare se poate comanda (regla) valoarea medie a curentului anodic redresat. Odată cu creșterea unghiului de întîrziere a intrării în conducție (numit și unghi de comandă) a elementului redresor crește mult și factorul de pulsație, ridicînd probleme suplimentare pentru circuitele de filtrare ale redresorului și micșorînd factorul de putere al instalațiilor.

Din aceste motive se recomandă ca, acolo unde este posibil, să se lucreze cu unghiuri de comandă cît mai mici.

În cele ce urmează vom analiza doar schemele de redresoare comandate cu tiristoare.

Redresoarele reglabile se pot clasifica în *redresoare monofazate* și *redresoare polifazate*, Se deosebesc, de asemenea, *redresoare cu reglajul tensiunii în secundarul transformatorului de rețea* și *redresoare cu reglajul în primarul transformatorului*.

7.7.1. REDRESOARE COMANDATE MONOFAZATE

Schemele unor redresoare comandate monofazate **cu sarcină rezistivă** sînt arătate în figura 7.48.

Formele de undă care ilustrează funcționarea acestor scheme sînt prezentate în figura 7.49. Tiristoarele care au tensiune pozitivă pe anodul lor încep să conducă în momentul în care ele primesc tensiunea de comandă pe poartă, starea de conducție continuînd pînă la sfîrșitul alternanței pozitive. Tensiunea de ieșire (de la bornele sarcinii) are valori medii pozitive care scad pe măsură ce unghiul de comandă α crește de la zero la 180°. Curbele de variație a valorii instantanee maxime a tensiunii la bornele sarcinii, precum și a valorilor medii și eficace în funcție de unghiul de comandă α, pentru aceste scheme, sînt arătate în figura 7.50. În aceeași figură se prezintă și curba de variație a puterii disipate în sarcină în funcție de unghiul de comandă (raportată la puterea maximă corespunzătoare unui unghi $\alpha = 0$).

În cazul unei sarcini RL, datorită energiei înmagazinate în inductanță, curentul prin tiristor se menține și pe o porțiune din alternanța negativă (fig. 7.49, *f*). Dacă $\omega L \gg R_s$, curentul se menține pînă cînd celălalt tiristor

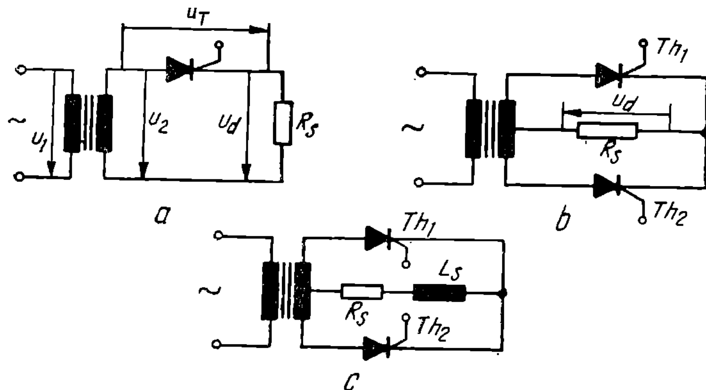


Fig. 7.48. Scheme de redresoare comandate monofazate:
a — monoalternanţă cu sarcină *R*; *b* — dublă alternanţă cu sarcină *R*; *c* — dublă alternanţă cu sarcină *LC*.

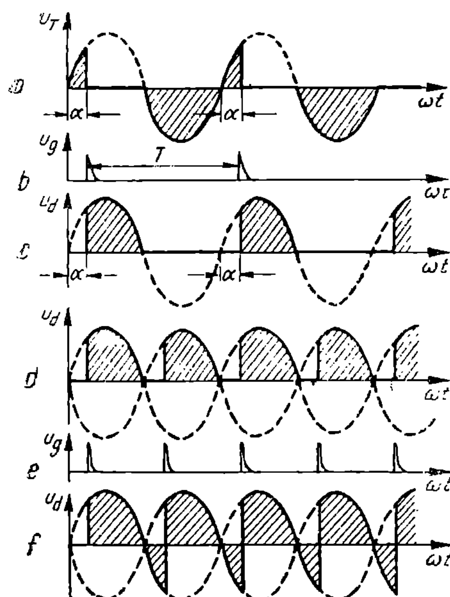


Fig. 7.49. Forme de undă ilustrînd funcţionarea schemelor din figura 7.48:
a — tensiunea la bornele tiristorului din schema 7.48, *a*; *b* — tensiunea de comandă pe poarta tiristorului din schema 7.48, *a*; *c* — tensiunea la bornele sarcinii din schema 7.48, *a*; *d* — tensiunea la bornele sarcinii din schema 7.48, *b*; *e* — tensiunea de comandă pe poarta tiristoarelor din schema 7.48, *b*; *f* — tensiunea la bornele sarcinii în cazul schemei din figura 7.48, *c*.

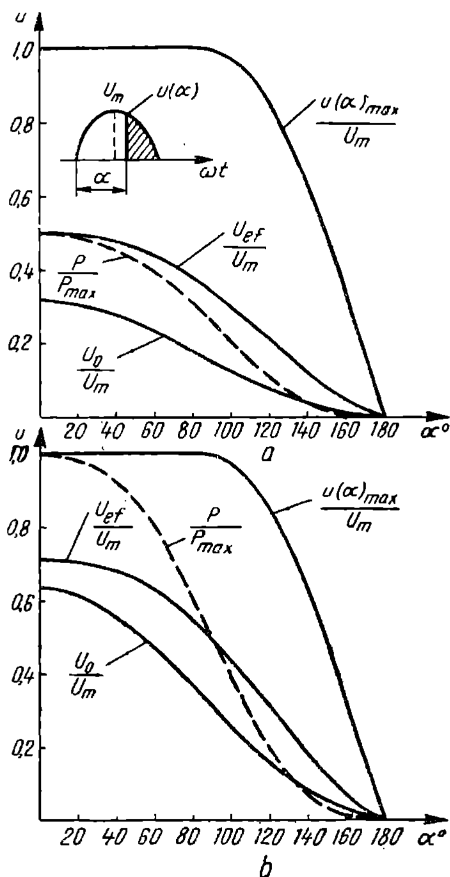


Fig. 7.50. Curbele tensiunilor de vîrf, medii şi eficace şi ale puterii disipate în sarcină (în valori relative) în funcţie de unghiul de comandă α:
a — pentru redresorul monoalternanţă; *b* — pentru redresorul dublă alternanţă.

primește impulsul de comandă. În anumite condiții (vezi paragraful următor), valoarea tensiunii redresate poate să-și schimbe semnul, iar redresorul se transformă în invertor.

Pentru obținerea unor tensiuni continue reglabile în ambele sensuri (pozitiv și negativ) pentru acționările electrice reversibile, se utilizează redresoare cu tiristoare în montaj antiparalel (fig. 7.51). Problema obținerii unor tensiuni continue reglabile de ambele polarități la bornele sarcinii (în cazul considerat sarcina este indusul unui motor de curent continuu) se reduce la comanda corespunzătoare a grupurilor de tiristoare : Th_1 și Th_3 pentru tensiune pozitivă (spre exemplu), Th_2 și Th_4 pentru tensiune negativă. La puteri nu prea mari, fiecare grupare de două tiristoare montate antiparalel poate fi înlocuită cu un triac, acesta urmînd să primească impulsurile de comandă fie numai în timpul alternanțelor pozitive, fie numai în timpul alternanțelor negative.

7.7.2.1. Redreser polifazat cu secundarul în stea

7.7.2.1. REDRESOARE COMANDATE POLIFAZATE

Schema unui redresor comandat polifazat cu secundarul în stea este arătată în figura 7.52. Funcționarea schemei în diferite situații este ilustrată de diagramele din figura 7.53.

Comanda tiristoarelor se efectuază la același unghi de întîrziere α, raportat la momentul egalității tensiunilor a două faze succesive. Momentul blocării tiristoarelor aflate în conducție este funcție de caracterul sarcinii.

a) **Regimul de funcționare fără întreruperi de curent, cu comutație instantanee** ($L_a = 0$, $L_s = \infty$). În acest caz, curentul prin tiristorul aflat în conducție se menține pînă în momentul comenzii tiristorului următor, chiar dacă între timp tensiunea fazei respective devine negativă. Aceasta se explică prin generarea unei tensiuni de autoinducție, produse de energia înmagazinată în inductanța de filtraj L_s, tensiune care, însumîndu-se cu tensiunea fazei care conduce, asigură circulația neîntreruptă a curentului în sarcină (fig. 7.53, *a*). În aceste condiții, dacă elementele redresoare primesc impulsul de comandă după anularea tensiunii fazelor care au condus anterior, în componența tensiunii redresate intervin porțiuni negative. Valoarea unghiului de comandă la care apare această situație se numește *unghi limită* și are valoarea

$$\alpha_{lim} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}. \tag{7.64}$$

Valoarea medie a tensiunii redresate este (vezi fig. 7.53, *a*) :

$$U_{do\alpha} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha}^{\frac{\pi}{m}+\alpha} U_m \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{do} \cos \alpha, \tag{7.65}$$

în care U_{do} este tensiunea furnizată la mersul în gol de un redresor identic necomandat. Reglînd unghiul de comandă între 0 și 90°, valoarea medie a tensiunii redresate variază între valoarea sa maximă și zero după o funcție cosinusoidală.

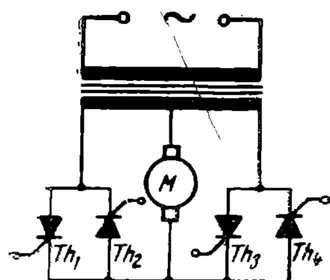


Fig. 7.51. Schema unui redresor monofazat dublă alternanță pentru acționări reversibile.

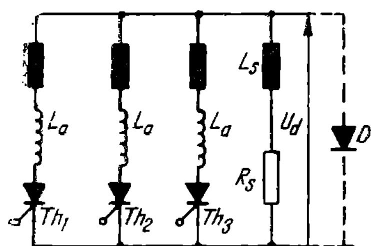


Fig. 7.52. Redresor comandat trifazat cu secundarul în stea.

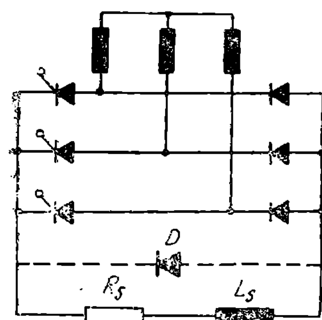


Fig. 7.54. Redresor trifazat în punte semicomandată.

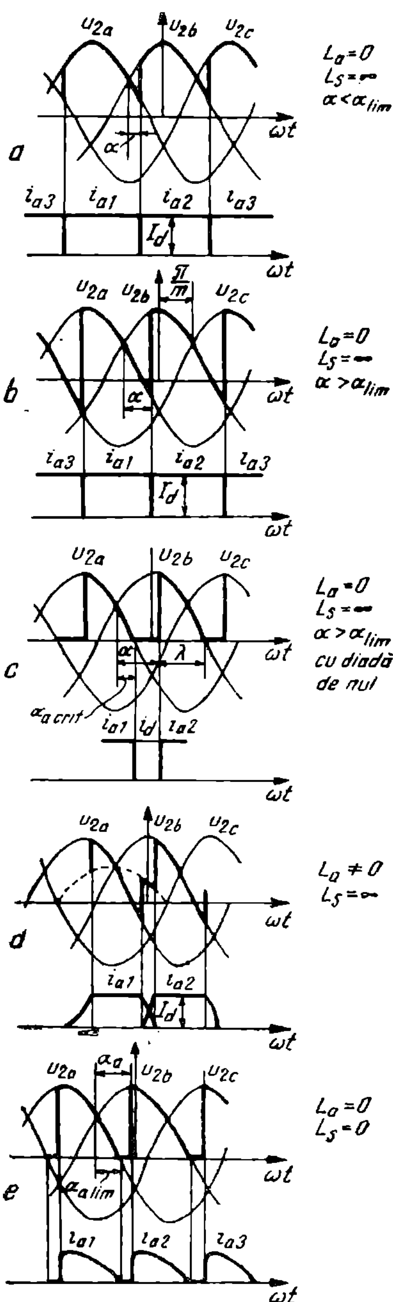


Fig. 7.53. Forme de undă pentru ilustrarea funcționării schemei din figura 7.52.

Porţiunile cu tensiune negativă, care apar în tensiunea redresată atunci cînd $\alpha > \alpha_{lim}$ (fig. 7.53, *b*), pot fi evitate prin conectarea unei diode în paralel cu sarcina (prezentată prin linie întreruptă pe figura 7.52). În această situaţie, dioda menţine tensiunea nulă din momentul anulării tensiunii fazei ce se găseşte în conducţie pînă în momentul în care se aplică impulsul de comandă pe tiristorul următor (fig. 7.53, *c*). Deschiderea şi menţinerea în conducţie a diodei în acest interval de timp se datoreşte tensiunii de autoinducţie produse de inductanţa L_s ; curentul din sarcină se poate închide astfel prin această diodă, tiristoarele fiind blocate în acest interval. Dioda de nul (numită uneori diodă de descărcare) permite să se micşoreze pulsaţiile tensiunii redresate şi să scadă puterea reactivă absorbită de la reţea, iar în cazul sarcinilor puternic inductive, asigură protecţia tiristoarelor la întreruperea bruscă a tensiunii de alimentare.

Valoarea medie a tensiunii redresate pentru redresorul polifazat cu secundarul în stea cu diodă de nul devine :

$$U_{do\alpha} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} U_2 \sqrt{2} \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{mU_2}{\sqrt{2}} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\right]. \quad (7.66)$$

b) **Regimul fără întrerupere de curent cu** $L_a \neq 0$. În acest caz, pe durata intervalului de comutaţie $\tau = \frac{\gamma}{\omega}$, conduc simultan două faze succesive; Formele de undă sînt arătate în figura 7.53, *d*. Valoarea medie a tensiunii redresate se calculează cu relaţia [2] :

$$U_{do\alpha} = U_{do} \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}. \quad (7.67)$$

c) **Regimul de funcţionare cu întreruperi de curent.** ($L_a = 0$; $L_s = 0$ şi $\alpha > \alpha_{lim}$ — fig. 7.53, *e*).

Deoarece nu există inductanţă de filtraj, tiristorul în conducţie se blochează la sfîrşitul alternanţei pozitive, curentul în sarcină avînd caracter discontinuu. Valoarea medie a tensiunii redresate se calculează cu relaţia (7.66).

Relaţia (7.66), care exprimă dependenţa valorii medii a tensiunii redresate de unghiul de comandă α pentru sarcinile inductive, ne arată că la $\alpha = 90°$ tensiunea medie la ieşire este nulă, curba tensiunii delimitînd suprafeţe pozitive şi negative egale în cursul unei perioade. Dacă $\alpha > 90°$, $\cos \alpha < 0$ deci valoarea medie a tensiunii redresate este negativă. În anumite condiţii, sensul de circulaţie a energiei între reţea şi sarcină se schimbă, redresorul funcţionînd în regim de invertor (vezi cap. VIII). Acest lucru este posibil numai în schemele lipsite de diodă de nul, dar prevăzute cu inductanţă de „netezire".

7.7.2.2. Redresor trifazat în punte semicomandată

La redresorul trifazat în punte, curentul de sarcină circulă prin două elemente redresoare legate în serie ; deci, pentru a realiza reglarea tensiunii medii redresate este suficient de a comanda doar unul dintre aceste elemente, celălalt element fiind o diodă obişnuită. Schema de principiu a unui asemenea redresor semicomandat este arătată în figura 7.54. Modul în care se formează tensiu-

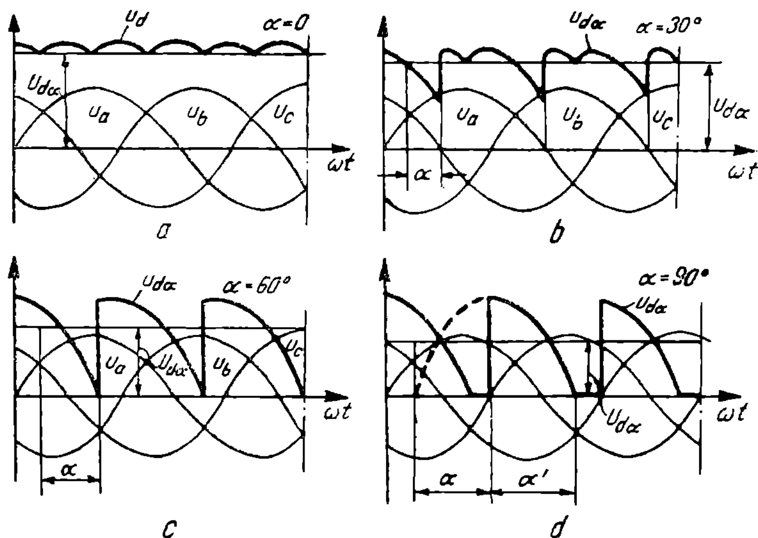


Fig. 7.55. Forme de undă ilustrînd funcționarea schemei din figura 7.54.

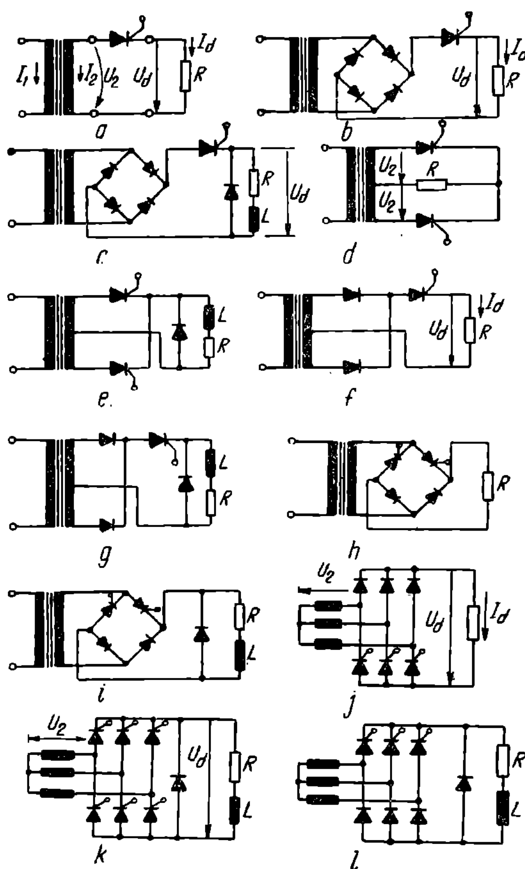


Fig. 7.56. Scheme uzuale de redresoare comandate realizate cu tiristoare sau cu tiristoare și diode.

nea de ieșire U_d la diferite valori ale unghiului de comandă α este prezentat în figura 7.55. Pentru $\alpha = 0$ (fig. 7.55, *a*), tensiunea redresată nu se deosebește cu nimic de aceea obișnuită la ieșirea unui redresor în punte cu diode semiconductoare. Pe măsură ce unghiul α crește (spre exemplu $\alpha = 30°$ — fig. 7.55, *b*), curba tensiunii redresate începe să se deosebească de curbele redresorului în punte simetrică. La $\alpha = 60°$ (fig. 7.55, *c*), curentul încă este neîntrerupt, dar la $\alpha > 60°$ (fig. 7.55, *d*) redresorul funcționează deja într-un regim de curent discontinuu. Valoarea medie a tensiunii redresate se anulează la $\alpha = 180°$.

Tensiunea medie redresată în toate cazurile de mai sus are expresia

$$U_{do\alpha} = \frac{U_{do}}{2}(1 + \cos\alpha). \tag{7.68}$$

Relația (7.68) rămîne valabilă și în cazul unei sarcini inductive [21].

Schemele de redresare în puncte semicomandată au dezavantajul unui factor de pulsație mai mare decît în cazul schemelor simetrice. De asemenea, ele nu pot fi folosite în regim de invertor. Principalul lor avantaj constă în consumul mai redus de putere reactivă în raport cu schemele simetrice. În mod obișnuit, în cazul sarcinilor *RL* schemele de redresare în punte semicomandată se utilizează cu o diodă de nul în paralel pe sarcină (trasată cu linie întreruptă pe figura 7.54). Ele sînt utilizate îndeosebi în acționările nereversibile ale mașinilor de curent continuu.

Există și alte posibilități de realizare a redresoarelor comandate cu diode și tiristoare, unele dintre ele fiind arătate în figura 7.56.

Datele de calcul mai importante ale schemelor uzuale de redresoare comandate din figura 7.56 (cu reglajul tensiunii în secundar) pentru diferite unghiuri de comandă sînt prezentate în tabelul 7.5.

7.7.3. REDRESOARE COMANDATE CU REGLAJUL TENSIUNII ÎN PRIMARUL TRANSFORMATORULUI DE REȚEA

În schemele analizate mai sus reglajul tensiunii redresate se efectuează în secundarul transformatorului de rețea. În prezent, însă, tiristoarele și triacurile sînt adesea utilizate ca elemente de comutare și de reglaj, ele fiind introduse în circuitul primar al transformatoarelor de alimentare. În cazul unor redresoare comandate prevăzute cu asemenea elemente de întrerupere și de protecție, se preferă ca reglarea tensiunii să se efectueze tot cu aceste elemente, circuitul de redresare din secundar fiind realizat cu diode semiconductoare obișnuite.

Valorile parametrilor electrici ai redresoarelor comandate pentru diferite valori ale unghiului de comandă

Schema	α^0	Parametrii schemei U_2/U_d	I_2/I_d	F	P_T/P_d	Parametrii tiristoarelor $\frac{U_{i\,max}}{U_2}$	U_{Dm}/U_2	I_{A0}/I_d	I_{Am}/I_d
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Fig. 7.56, *a*. Redresor monofazat monoalternanță cu sarcină *R*, cu tiristor	0	2,230	1,572	1,570	3,09	1,41	0	1	3,14
	30	2,385	1,662	1,660	3,50	1,41	0,71	1	3,37
	60	2,96	1,88	1,88	5,01	1,41	1,22	1	4,185
	90	4,44	2,262	2,26	8,80	1,41	1,41	1	6,3
	120	8,85	2,78	2.78	22,66	1,41	1,41	1	10,88
Fig. 7.56, *b*. Redresor monofazat dublă alternanță în punte de diode, cu tiristor în serie cu sarcină tip *R*	0	1,11	1,11	1,11	1,23	0	0	1	1,572
	30	1,192	1,17	1,17	1,391	0	0,71	1	1,685
	60	1.480	1,332	1,33	1,97	0	1,22	1	2,092
	90	2,23	1,572	1,57	3,482	0	1,41	1	3,15
	120	4,42	1,97	1,97	8,85	0	1,41	1	5,44
Fig. 7.56, *c*. Idem, cu sarcină tip *RL* și cu diodă de nul	0	1,11	1	1,11	1,11	0	0	1	1
	30	1,192	0,914	1,17	1,09	0	0,71	1.2	1,2
	60	1,48	0,816	1,33	1.21	0	1,22	1,5	1,5
	90	2.23	0.707	1,57	1,57	0	1,41	2	2
	120	4,423	0,577	1,97	2,53	0	1,41	3	3
Fig. 7.56, *d*. Redresor dublă alternanță cu priză mediană și sarcină *R*, cu tiristoare	0	1,11	0.786	1,11	1,23	2,82	0	2	3,14
	30	1,192	0,83	1,17	1,39	2,82	0,71	2	3,37
	60	1,48	0,94	1,33	1,97	2,82	1,22	2	4,185
	90	2,23	1,129	1,57	3,482	2,82	1,41	2	6,3
	120	4,423	1,392	1,97	8,85	2,44	1,41	2	10,88
Fig. 7.56, *e*. Idem cu sarcină *RL* și cu diodă de nul	0	1,11	0,717	1,11	1,11	2,82	0	2	2
	30	1,192	0,646	1,17	1,09	2,82	0,71	2,4	2,4
	60	1,48	0,576	1,33	1,21	2,82	1,22	3	3
	90	2,23	0,50	1,57	1,57	2,82	1,41	4	4
	120	4,423	0,408	1,97	2,53	2,44	1,41	6	6
Fig. 7.56, *f*. Redresor monofazat dublă alternanță cu priză mediană cu diode și tiristor în serie cu sarcina, tip *R*.	0	1,11	0,786	1,11	1,23	0	0	1	1,572
	30	1,192	0,83	1,17	1,39	0	0,71	1	1,686
	60	1,48	0,94	1,33	1,97	0	1,22	1	2,092
	90	2,23	1,129	1,57	3,482	0	1,41	1	2,8
	120	4,423	1,392	1,97	8,85	0	1,41	1	5,44
Fig. 7.56, *g*. Idem cu sarcină *RL* și cu diodă de nul	0	1,11	0,717	1,11	1,11	0	0	1	1
	30	1,192	0,646	1,17	1,09	0	0,71	1,2	1,2
	60	1,48	0,576	1,33	1,21	0	1,22	1,5	1,5
	90	2,23	0,50	1,57	1,57	0	1,41	2	2
	120	4,423	0,408	1,97	2,53	0	1,41	3	3
Fig. 7.56, *h*. Redresor monofazat dublă alternanță în punte semicomandată, cu sarcină *R*.	0	1,11	1,11	1,11	1,23	1,41	0	2	3,14
	30	1,192	1,17	1,17	1,391	1,41	0,71	2	3,37
	60	1,48	1,332	1,33	1,97	1,41	1,22	2	4,185
	90	2,23	1,572	1,57	3,482	1,41	1,41	2	6,30
	120	4,423	1,97	1,97	8,85	1,22	1,41	2	10,88

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Fig. 7.56, *i*. Idem, cu sarcină *RL* și cu diodă de nul.	0	1,11	1,11	1,11	1,11	1,41	0	2	2
	30	1,192	0,914	1,17	1,09	1,41	0,71	2,4	2,4
	60	1,48	0,816	1,33	1,21	1,41	1,22	3	3
	90	2,23	0,707	1,57	1,57	1,41	1,41	4	4
	120	4,423	0,577	1,97	2,53	1,41	1,41	6	6
Fig. 7.56, *j*. Redresor trifazat în punte semicomandată cu sarcină tip *R*.	0	0,427	0,818	1,002	1,05	2,45	0	3	3,14
	30	0,459	0,825	1,015	1,13	2,45	1,22	3	3,37
	60	0,572	0,87	1,16	1,48	2,45	2,12	3	4,13
	90	0,855	1,03	1,25	2,71	2,45	2,45	3	6,22
	120	1,716	1,56	1,58	4,81	2,12	2,45	3	10,75
Fig. 7.56. *k*. Redresor trifazat în punte simetrică cu sarcină tip *RL* și diodă de nul.	0	0,427	0,818	1,002	1,05	2,45	0	3	3
	30	0,493	0,818	1,025	1,21	2,45	1,22	3	3
	60	0,74	0,704	1,05	1,55	2,45	1,42	4	4
	90	1,483	0,578	1,138	2,58	2,45	1,42	6	6
	120	5,53	0,41	1,580	6,76	2,12	1,42	12	12
Fig. 7.56, *l*. Redresor trifazat în punte semicomandată cu sarcină *RL* și cu diodă de nul	0	0,427	0,818	1,002	1,05	2,45	0	3	3
	30	0,459	0,818	1,015	1,122	2,45	1,22	3	3
	60	0,57	0,818	1,060	1,400	2,45	2,12	3	3
	90	0,855	0,704	1,25	1,820	2,45	2,45	4	4
	120	1,716	0,578	1,58	2,96	2,12	2,45	6	6

Observație : Pe lîngă parametrii din tabelele 7.1 și 7.2, în tabelul 7.5 mai intervin următoarele mărimi :
F — factorul de formă ;
U_{Dm} — valoarea maximă a tensiunii pe tiristor în stare de blocare directă.

Schema unui redresor monofazat dublă alternanță de acest tip este arătată în figura 7.57. Elementul de reglaj este montat în diagonala unei punți de diode, legate în serie cu înfășurarea primară a transformatorului. În figura 7.58 se prezintă schema unui redresor trifazat cu reglajul tensiunii în primarul transformatorului de alimentare. Ea este alcătuită dintr-o punte de redresare trifazată montată în secundar și dintr-un bloc de reglaj al valorii eficace a curentului din primar, format din trei grupuri de tiristoare în montaj antiparalel, legate în serie cu fiecare fază a primarului transformatorului *Tr*. Blo-

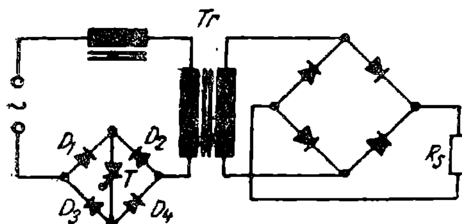


Fig. 7.57. Redresor monofazat cu reglajul tensiunii în primar.

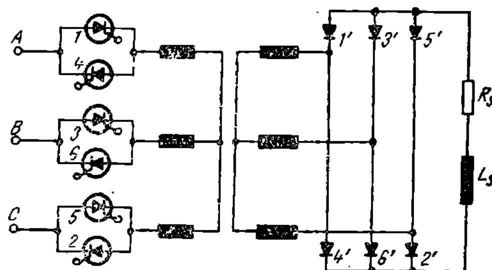


Fig. 7.58. Redresor comandat trifazat, cu reglajul tensiunii în primarul transformatorului de rețea.

ful de reglaj realizat cu tiristoare poate îndeplini în această schemă și funcția de contactor static sau de element de protecție, dacă instalația este prevăzută cu circuite de comandă corespunzătoare.

Funcționarea schemei din figura 7.58 este ilustrată de formele de undă din figura 7.59. Dacă neglijăm curentul de mers în gol al transformatorului și considerăm $X_a = L_a\omega = 0$, funcționarea redresorului în cazul unei sarcini active nu se deosebește de aceea a redresorului comandat trifazat în punte cu reglajul tensiunii în secundar analizat în paragraful precedent. Dacă sarcina este inductivă ($L_d \neq 0$), identitatea formelor de undă ale celor două tipuri de redresoare se păstrează doar pentru valori ale unghiului de comandă $0 \leqslant \alpha \leqslant \pi/3$, cînd tiristoarele lucrează în regim neîntrerupt. Pentru $\alpha > \frac{\pi}{3}$ tiristoarele trec în regim de curent discontinuu (căci L_d nu poate exercita nici-o influență asupra curentului din primar). Astfel, în graficul tensiunii redresate lipsesc porțiunile cu tensiune negativă, ceea ce este o particularitate importantă a acestui tip de redresor comandat. Eficacitatea filtrării efectuate de inductanța L_d este și ea mai mare, deoarece factorul de pulsație este mai mic. Energia înmagazinată în inductanța L_d se cheltuiește doar pentru menținerea curentului în sarcină astfel că factorul de pulsație la unghiuri de comandă $\alpha > \frac{\pi}{3}$ este mai mic decît la redresoarele cu sarcină RL cu comanda în secundar. În mod corespunzător se micșorează și curenții ce străbat tiristoarele și transformatorul.

7.7.4. CIRCUITE DE COMANDĂ A REDRESOARELOR REGLABILE

Prin circuite de comandă înțelegem circuitele utilizate pentru formarea semnalelor necesare pentru amorsarea tiristoarelor la momentele de timp impuse de funcționarea normală a redresorului.

În majoritatea cazurilor, aceste circuite sînt constituite din oscilatoare de relaxare cu tranzistoare unijoncțiune sincronizate cu rețeaua de alimentare. O schemă de acest tip este arătată în figura 7.60, *a*. Funcționarea schemei este ilustrată de formele de undă din figura 7.60, *b*. Tensiunea de alimentare a tranzistorului unijoncțiune (prezentată pe fig. 7.60, *b* cu linie întreruptă) se obține din tensiunea rețelei prin redresare și apoi prin limitarea tensiunii redresate cu o diodă Zener. Cu linie continuă pe figura 7.60, *b* este reprezentată tensiunea de emitor la care joncțiunea emitor-baza B_1 a TUJ-ului se blochează. Curba OA corespunde variației tensiunii la bornele condensatorului C, în procesul de încărcare prin rezistența R, iar punctul A indică momentul amorsării tiristorului Th. Deoarece tensiunea de alimentare a TUJ-ului, U_{B2B1}, scade la zero la sfîrșitul fiecărei alternanțe, joncțiunea emitor-baza B_1 devine conductoare permițînd condensatorului C să se descarce complet. Astfel, procesul de încărcare a condensatorului începe de la zero la începutul fiecărei alternanțe pozitive, avînd loc o „sincronizare" cu tensiunea rețelei de alimentare. Dacă circuitul de comandă ar fi alimentat cu o tensiune continuă de la o sursă separată, o asemenea sincronizare nu poate avea loc, unghiul de comandă fiind funcție de mărimea sarcinii reziduale pe condensator la sfîrșitul fiecărei alternanțe.

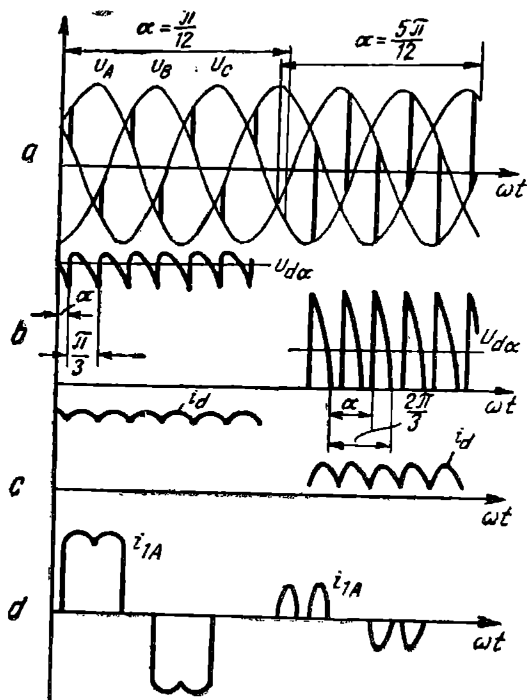


Fig. 7.59. Forme de undă pentru schema din figura 7.58:

a — tensiunea anodică a tiristoarelor; *b* — tensiunea redresată (la bornele sarcinii); *c* — curentul redresat; *d* — curentul în bobina primară a transformatorului.

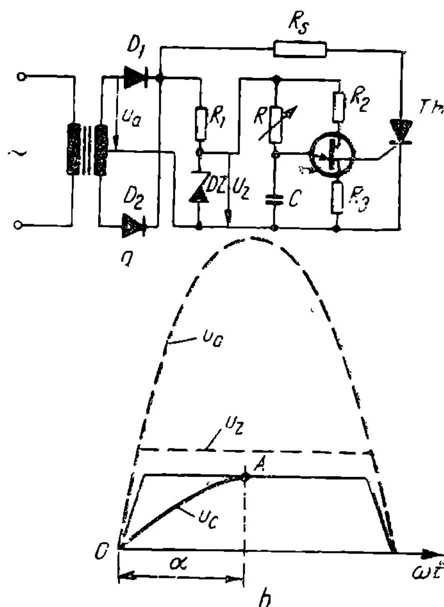


Fig. 7.60. Generator de impulsuri de comandă sincronizat cu rețeaua de alimentare:

a — schema de principiu; *b* — forme de undă.

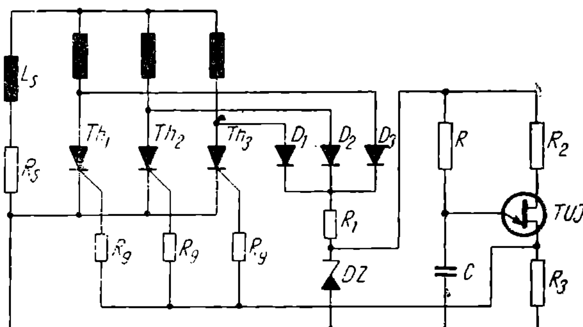


Fig. 7.61. Generator de impulsuri de comandă sincronizat cu rețeaua, pentru un redresor trifazat.

Schema de comandă „sincronizată" cu rețeaua a unui redresor trifazat cu punct neutru este arătată în figura 7.61. Redresorul auxiliar D_1, D_2, D_4 și dioda Zener DZ permite să se obțină o tensiune de alimentare a TUJ-ului limitată la un nivel anumit care asigură totodată sincronizarea impulsurilor de comandă în raport cu momentele egalității tensiunilor alternative a două faze succesive.

Montajele polifazate în punte realizate în întregime cu tiristoare necesită deblocarea simultană a două tiristoare, corespunzătoare la două tensiuni pe fază în opoziție. În acest scop se utilizează un singur generator de impulsuri de comandă, dar semnalul se transmite spre porțile tiristoarelor cu ajutorul unui transformator de impulsuri cu două înfășurări secundare.

Dacă montajul redresor funcționează în regim de curent discontinuu, se aplică pe porțile tiristoarelor semnale de comandă cu o durată mai mare decît $\frac{\pi}{m}$.

Circuitele de comandă cu elemente discrete devin costisitoare atunci cînd crește numărul de dispozitive comandate. Pentru simplificarea proiectării și realizării aparaturii cu tiristoare și triacuri s-au elaborat circuite de comandă sub formă de circuite integrate monolitice care pot asigura performanțe bune în exploatare pentru majoritatea aplicațiilor curente ale acestor dispozitive. Pot fi date ca exemplu circuitele PA 436 (General Electric) și UAA 145 (AEG-Telefunken) pentru comanda prin control de fază a tiristoarelor și triacurilor sau circuitelor CA-3059 (RCA) și PA 424 (General Electric) pentru comanda puterii la trecerea tensiunii prin zero.

CAPITOLUL 8

INVERTOARE ŞI CONVERTOARE

8.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Invertoarele şi convertoarele constituie o altă aplicaţie importantă a dispozitivelor electronice în domeniul conversiei energiei electrice.

În general, în categoria **invertoarelor** se încadrează *acele circuite electronice care transformă energia de curent continuu în energie de curent alternativ de o anumită frecvenţă, formă de undă şi amplitudine.*

Dacă la ieşirea unui invertor se conectează un redresor şi eventual un filtru, atunci ansamblul invertor-redresor realizează conversiunea energiei de curent continuu tot în energie de curent continuu, dar cu altă tensiune, obţinîndu-se astfel un *convertor de tensiune continuă.* De asemenea, dacă invertorul este alimentat de la o reţea de curent alternativ prin intermediul unui redresor, se obţine un *convertor de tensiune alternativă,* utilizat cu precădere pentru obţinerea unor tensiuni alternative cu frecvenţă diferită de aceea a reţelei de alimentare.

Convertoarele (sau transformatoarele) de tensiune continuă pot fi realizate şi cu scheme speciale, în care elementele electronice cu electrod de comandă sînt utilizate în regim de întreruptor a tensiunii continue de alimentare, circuitele de acest fel fiind cunoscute sub denumirea de *„choppere" de putere* [2], [6].

O clasă specială de convertoare o constituie clasa *convertoarelor cu transformare directă a frecvenţei* denumite şi *cicloconvertoare.*

Toate circuitele menţionate mai sus ar putea fi realizate fie prin utilizarea unor oscilatoare, care fiind alimentate cu o tensiune continuă ar furniza la ieşire o tensiune alternativă cu o frecvenţă anumită, fie prin gruparea convenabilă a unui redresor cu un oscilator (sau invers, a unui oscilator cu un redresor) atunci cînd dorim să obţinem un convertor de tensiune continuă, respectiv, un convertor de tensiune alternativă. Trebuie precizat însă că, în general, invertoarele alimentează sarcini care consumă puteri apreciabile, cuprinse între zeci de waţi şi sute de kilowaţi şi asemenea puteri nu pot fi furnizate de oscilatoare cu un randament acceptabil.

8.2.1. DEFINIŢII. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE

Se numeşte **invertor** *un circuit electronic care transformă direct curentul continuu în curent alternativ.*

Invertoarele sînt realizate cu elemente electronice cu electrod de comandă : tiristoare convenţionale, tiristoare bidirecţionale (triacuri), tiristoare biopera-ţionale (cu blocare pe poartă), tranzistoare de putere etc., alimentate cu tensiune continuă, care se comportă ca un ansamblu de întrerupătoare, lăsînd să treacă în mod succesiv şi periodic curentul electric prin înfăşurarea primară a unui transformator (sau printr-o sarcină oarecare). Astfel este posibil ca în înfăşurările secundare ale transformatorului (sau în sarcină) să circule curenţi alternativi. În cazul puterilor mari, de ordinul zecilor şi sutelor de kilowaţi, invertoarele se realizează exclusiv cu tiristoare.

În capitolul precedent s-a arătat că în anumite condiţii un circuit redresor cu tiristoare poate asigura un transfer de energie din reţeaua de curent continuu în reţeaua de curent alternativ. Această proprietate este utilizată în circuitele care permit să se obţină un curent alternativ plecînd de la o sursă de curent continuu. Din acelaşi motiv, configuraţia schemelor utilizate pentru invertoare este asemănătoare cu aceea a redresoarelor, principalele tipuri de scheme de invertoare cu tiristoare fiind arătate (în mod simplificat) în figura 8.1.

Fiind alimentate în curent continuu, blocarea tiristoarelor la sfîrşitul intervalului lor de conducţie (atunci cînd starea de conducţie trebuie să treacă altor elemente ale schemei) devine mai complicată, fiind necesare măsuri suplimentare sau circuite speciale de „stingere". În practică se folosesc mai multe metode.

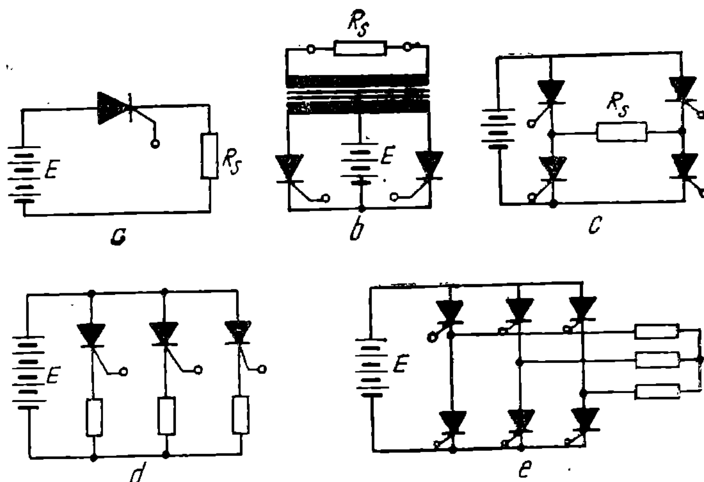


Fig. 8.1. Configuraţia schemelor de invertoare:
a — chopper monofazat ; *b* — invertor monofazat cu transformator cu priză mediană ; *c* — invertor monofazat în punte ; *d* — chopper trifazat ; *e* — invertor trifazat în punte.

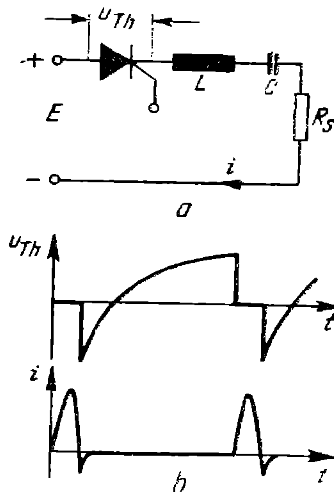


Fig. 8.2. Stingerea prin circuit *LC* în serie cu sarcina:
a — schema de principiu; *b* — formele de undă.

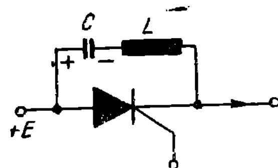


Fig. 8.3. Stingerea prin circuit rezonant auxiliar în paralel pe tiristor.

8.2.1.1. Stingerea prin circuit *LC* în serie cu sarcina (fig 8.2)

Funcționarea schemei din figura 8.2, *a* este ilustrată de diagramele din figura 8.2, *b*.

La intrarea în conducție a tiristorului *Th*, condensatorul *C* se încarcă, curentul anodic avînd forma unei alternanțe de sinusoidă. Tiristorul se blochează în momentul în care, datorită procesului oscilant inițiat în circuitul rezonant *LC*, curentul anodic tinde să-și schimbe sensul. Rezultă deci că intervalul în care tiristorul conduce curent corespunde cu o semiperioadă a oscilațiilor ce iau naștere în circuitul rezonant al sarcinii.

8.2.1.2. Stingerea prin circuit rezonant auxiliar

Această metodă folosește un circuit auxiliar rezonant, montat în paralel pe tiristor (fig. 8.3). Înainte de amorsarea tiristorului, condensatorul *C* se încarcă de la sursa de alimentare cu polaritatea indicată pe figura 8.3.

În momentul amorsării, condensatorul se descarcă prin bobină și tiristor într-un regim oscilant, astfel că prin tiristor circulă un curent care își schimbă polaritatea după o jumătate de perioadă a oscilațiilor libere. Tiristorul se blochează atunci cînd curentul rezonant negativ devine mai mare decît curentul de sarcină.

8.2.1.3. Stingerea prin condensator, cuplat prin intermediul unui alt tiristor principal al schemei

În cazul schemei din figura 8.4, care comportă două tiristoare identice, condensatorul de „stingere" (sau de comutație) se încarcă atunci cînd tiristorul Th_1 este în conducție, cu polaritatea indicată pe figură. În momentul în care al doilea tiristor este amorsat, condensatorul *C* este legat în paralel cu tiristorul *Th* aplicîndu-i o tensiune egală cu tensiunea de alimentare, dar de semn contrar. Ca urmare, tiristorul Th_1 se blochează, iar capacitatea *C* se încarcă acum cu polaritate opusă celei indicate pe figură. Astfel, la următoare amorsarea tiristorului Th_1, capacitatea *C* va fi legată în paralel pe tiristorul Th_2, obligîndu-l să se blocheze, și ciclul se repetă.

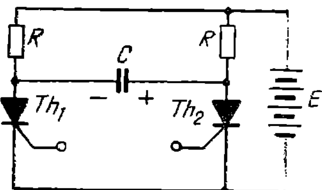


Fig. 8.4. Stingerea prin condensator.

8.2.1.4. Stingerea cu tiristor auxiliar și circuit LC (sau C)

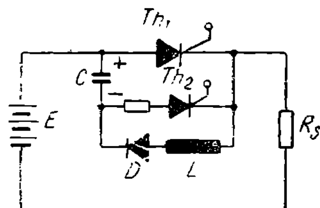


Fig. 8.5. Stingerea cu tiristor auxiliar și circuit LC.

În schema din figura 8.5, Th_1 este tiristorul principal, iar Th_2 este un tiristor ajutător, folosit împreună cu un circuit LC (sau C) pentru a asigura blocarea tiristorului principal. Tiristorul Th_2 trebuie legat în serie cu o rezistență de limitare a curentului său anodic la o valoare mai mică decît o zecime din curentul de sarcină. Tiristorul Th_2 trebuie amorsat înaintea tiristorului principal, pentru a permite condensatorului să se încarce cu polaritatea indicată pe figură. La sfîrșitul procesului de încărcare, tiristorul Th_2 se blochează datorită scăderii curentului său anodic sub valoarea curentului de menținere. La amorsarea tiristorului Th_1, prin circuitul de comutație, C, Th_1, L și D circulă un curent oscilant care încarcă condensatorul C cu polaritate opusă, tensiunea de la bornele condensatorului menținîndu-se apoi constantă (deoarece dioda D se blochează). În momentul în care tiristorul Th_2 este amorsat din nou, condensatorul C este cuplat în paralel cu tiristorul principal, obligîndu-l să se blocheze. După descărcare, condensatorul C se încarcă din nou la tensiunea E cu polaritatea din figură, și ciclul se repetă. În unele lucrări această metodă este denumită „comutație în două trepte".

8.2.1.5. Stingerea cu sursă de impulsuri exterioare

În schema din figura 8.6 transformatorul de impulsuri Tr este astfel calculat încît să nu se satureze și să funcționeze cu o cădere redusă de tensiune în raport cu tensiunea sursei de alimentare. Tiristorul Th este amorsat în mod normal de către un semnal de comandă pe poartă. Pentru blocarea lui, pe catod i se aplică un impuls pozitiv, prin intermediul transformatorului Tr. Capacitatea C fiind încărcată la o tensiune de numai 1 volt, poate fi considerată ca o impedanță nulă pentru intervalul de timp în care acționează impulsul de blocare. Astfel, impulsul de blocare inversează polaritatea tensiunii aplicate pe anodul tiristorului, silindu-l să se blocheze.

Trebuie menționat că există și scheme de stingere cu sursă exterioară care folosesc transformatoare de impulsuri ce funcționează în regim de saturație. De asemenea, pentru blocarea tiristoarelor în conducție se pot folosi și surse de tensiune continuă, care sînt conectate (cu polaritate corespunzătoare) în paralel pe tiristoarele în conducție, cu ajutorul unor comutatoare auxiliare.

La analiza funcționării schemelor alimentate în curent continuu se va avea în vedere că, în mod normal, tiristoarele — chiar dacă sînt polarizate direct — nu conduc curent decît la aplicarea unui impuls de comandă pe poartă. După amorsare, tiristorul poate fi blocat numai prin micșorarea sub o valoare critică a curentului său anodic, sau prin inversarea semnului tensiunii sale anodice. O importanță deosebită în procesul de blocare o are timpul necesar pentru recombinarea purtătorilor de sarcină. Acest timp, denumit timp de revenire (t_q) poate fi

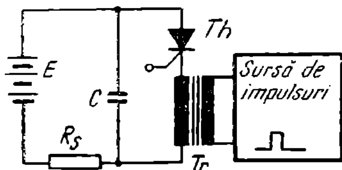


Fig. 8.6. Stingerea cu sursă de impulsuri exterioare.

micșorat dacă în procesul de dezamorsare se aplică tiristorului o tensiune inversă mai mare. Intervalul de timp cît acționează această tensiune se numește timp de aplicare a tensiunii de blocare sau pe scurt, timp de blocare, t_b. Întotdeauna, timpul de blocare trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire. Pentru ridicarea frecvenței de lucru a invertoarelor, sînt necesare tiristoare cu timp de revenire cît mai redus (tiristoare rapide).

8.2.2. TIPURI DE INVERTOARE

După cum am menționat anterior, rolul sursei de energie într-un invertor este jucat de sursa de curent continuu, iar rolul consumatorului (receptorului) — de rețeaua de curent alternativ sau de consumatori izolați de curent alternativ.

În funcție de modul în care se fixează frecvența rețelei de curent alternativ, se deosebesc două categorii de invertoare:

— *invertoare autonome*; acestea debitează pe o rețea în care nu mai există alte surse de curent alternativ, astfel încît frecvența curentului este determinată numai de circuitul invertor;

— *invertoare neautonome*, care debitează pe rețea împreună cu alte surse, cum ar fi spre exemplu generatoarele sincrone, astfel încît regimul de funcționare al invertorului este subordonat tensiunii și frecvenței rețelei de curent alternativ.

După metoda utilizată pentru dezamorsarea tiristoarelor, se disting următoarele categorii de invertoare:

— *invertoare cu comutație naturală* (sau *liberă*), la care circuitul de sarcină este realizat astfel încît variația curentului ce traversează dispozitivele asigură blocarea acestora;

— *invertoare cu comutație forțată*, care utilizează elemente separate auxiliare, care asigură blocarea tiristoarelor.

După modul de conectare a elementelor reactive necesare pentru realizarea „comutației" deosebim *invertoare serie* și *invertoare paralel*.

În primul caz blocarea se face cu circuite LC legate în serie cu sarcina; ia naștere un regim de curent oscilant care permite să se blocheze tiristoarele la anumite momente de timp. Aceste invertoare se utilizează la frecvențe mai mari de 1 kHz, curenții ce traversează tiristoarele fiind apropiați ca formă de curenții sinusoidali.

La invertoarele paralel, blocarea se obține prin cuplarea în paralel pe tiristoare a unor capacități în prealabil încărcate. În timpul unei părți din perioada tensiunii furnizate, condensatorul de comutație se găsește în paralel și cu sarcina și, în cazul unor sarcini inductive, el poate asigura, parțial sau total, puterea reactivă necesară. Aceste invertoare, utilizate de obicei la frecvențe mai mici de 1 kHz, nu pot regla tensiunea la ieșire, necesitînd circuite speciale în acest scop.

După forma tensiunii furnizate, deosebim *invertoare cu tensiune rectangulară* și *invertoare cu tensiune sinusoidală*. De asemenea, se deosebesc invertoare de curent și invertoare de tensiune. Schemele de principiu ale unor

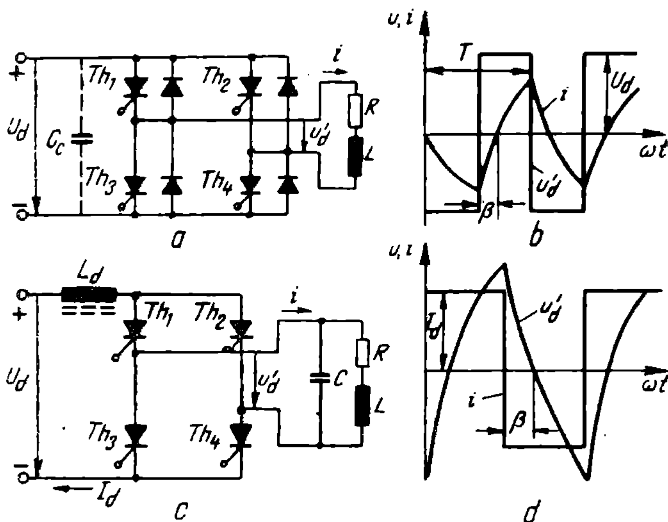


Fig. 8.7. Două tipuri de invertoare:
a — invertorul cu tensiune de ieșire constantă; *b* — formele de undă la ieșirea invertorului cu tensiune constantă; *c* — invertorul cu curent de ieșire constant; *d* — formele de undă la ieșirea invertorului cu curent constant.

invertoare în punte cu tensiune de ieșire constantă și cu curent de ieșire constant sînt arătate în figurile 8,7, *a* și 8.7, *c*. Diagramele din figurile 8.7, *b* și 8.7, *d* reprezintă formele de undă corespunzătoare acestor scheme. Pentru simplificare, presupunem că schema din figura 8.7, *a* este realizată cu tiristoare bioperaționale care se blochează și se amorsează cîte două: Th_1 și Th_4 respectiv, Th_2 și Th_3, comutînd periodic tensiunea continuă U_d. La ieșire se obține o tensiune alternativă rectangulară, cu amplitudinea U_d. Considerînd tensiunea de intrare constantă ($R_{int} \cong 0$) și neglijînd pierderile, tensiunea la ieșire se va menține constantă chiar la o sarcină inductivă (curentul în urma tensiunii). La o sarcină *RC* funcționarea este dificilă din cauza salturilor mari de curent.

Invertorul cu curent de ieșire constant (fig. 8.7, *b*) este alimentat în curent continuu printr-o inductanță suficient de mare, astfel încît curentul I_d este practic fără pulsații. Dacă în paralel cu sarcina se conectează un condensator de comutație (ca în cazul invertorului paralel), atunci curentul de ieșire $i = i_s + i_c$ va avea formă rectangulară cu amplitudinea I_d. Comutația curentului de pe un tiristor pe altul este posibilă numai cînd i este înaintea tensiunii de ieșire și cînd amorsarea unui tiristor atrage după ea aplicarea unei tensiuni inverse pe perechea de tiristoare ce trebuie blocate. Unghiul de avans al curentului, β, este denumit *unghi de blocare*. El trebuie să fie mai mare decît unghiul corespunzător timpului de revenire al tiristoarelor cu un unghi γ, necesar procesului de comutație propriu-zis, și cu un unghi de rezervă δ.

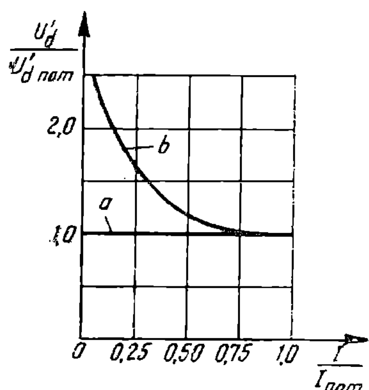


Fig. 8.8. Caracteristica externă a invertoarelor:
a — pentru invertorul de tensiune; b — pentru invertorul de curent.

Forma tipică a caracteristicilor externe corespunzătoare celor două tipuri de invertoare este arătată în figura 8.8.

8.2.3. INVERTOARE CU TRANZISTOARE

La puteri relativ reduse, invertoarele pot fi realizate cu tranzistoare de putere. În acest caz, elementele active de circuit lucrează în regim blocat-saturat, semnalul la ieșire fiind de formă dreptunghiulară cu factor de umplere 0,5. Invertoarele cu tranzistoare au o construcție simplă și sînt utilizate la alimentarea unor sarcini la care prezența armonicilor de ordin superior nu este supărătoare.

Schema unui tip de *invertor în contratimp cu tranzistoare* este arătată în figura 8.9. Formele de undă ale mărimilor care ilustrează funcționarea sînt prezentate în figura 8.10. Divizoarele de tensiune R_1 și R_2 asigură polarizarea bazelor celor două tranzistoare astfel încît inițial prin ele să treacă un curent de valoare redusă. Funcționarea schemei se bazează pe reacția pozitivă ce se aplică succesiv pe baza tranzistoarelor T_1 și T_2. La producerea unei perturbații, de exemplu din cauza nesimetriei existente în montaj, unul dintre tranzistoare va conduce mai puternic, iar diferența amperspirelor celor două înfășurări ale primarului va determina un flux variabil care va induce o tensiune în înfășurarea de reacție din circuitul bazei. Această tensiune suprapusă peste tensiunea inițială de polarizare are ca efect creșterea și mai puternică a curentului prin unul din tranzistoare (în timp ce celălalt tinde să se blocheze), conducînd la saturarea lui și la blocarea celuilalt. Dacă, spre exemplu, T_1 conduce și T_2 se blochează, condensatorul C se încarcă cu polaritatea indicată în figura 8.9. În momentul în care curentul de bază satisface condiția

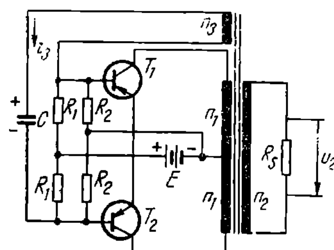


Fig. 8.9. Invertor cu tranzistoare în contratimp cu circuit de control RC.

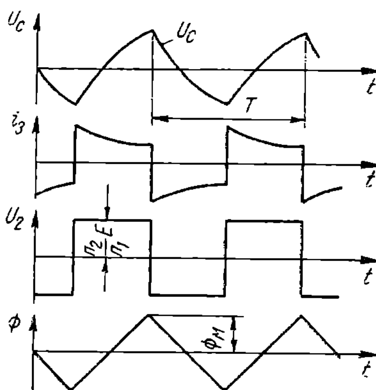


Fig. 8.10. Formele de undă obținute cu invertorul din figura 8.9.

de saturație, curentul de colector rămîne constant și astfel în circuitul de reacție nu mai acționează alte tensiuni în afară de tensiunea de la bornele condensatorului C. Această tensiune are ca efect blocarea tranzistorului T_1 și deschiderea tranzistorului T_2. În schemă are loc un proces cumulativ care va determina, în final, saturarea lui T_2 și blocarea lui T_1, și încărcarea în sens invers a condensatorului C etc.

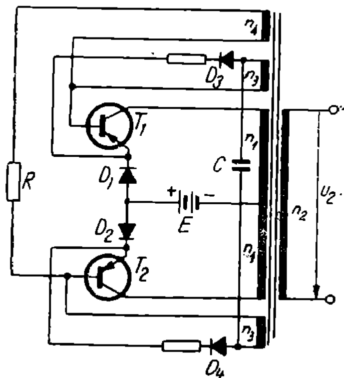


Fig. 8.11. Invertor cu tranzistoare cu frecvență stabilizată.

Secțiunea miezului transformatorului se alege suficient de mare pentru a evita saturarea lui. Saturarea miezului conduce la creșterea curentului de magnetizare și a pierderilor, iar frecvența de lucru a invertorului este puternic influențată de tensiunea de alimentare. În acele aplicații în care este necesar ca frecvența convertorului să fie cît mai puțin influențată de tensiunea de alimentare sau de mărimea sarcinii, se utilizează schema din figura 8.11. În acest caz, frecvența de lucru a invertorului este dată de relația :

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \dfrac{n_4 + 4n_2}{n_4}} . \qquad (8.1)$$

în care $\tau = RC$ este constanta de timp a circuitului de control. Formele de undă în acest caz sînt identice cu cele prezentate în figura 8.10. Din relația (8.1) rezultă că dacă miezul transformatorului lucrează nesaturat, frecvența invertorului depinde numai de $\tau = RC$. Reglajul frecvenței de lucru se efectuează ușor prin modificarea valorii rezistenței R. Diodele D_1, D_2 evită formarea unor circuite în paralel cu condensatorul C.

8.2.4. INVERTOARE AUTONOME CU TIRISTOARE

8.2.4.1. Invertorul monofazat tip paralel

La acest tip de invertor condensatorul de comutație apare conectat în paralel pe sarcină prin intermediul transformatorului T_r (figura 8.12, *a*). Schema din figura 8.12, *a* este cunoscută și sub denumirea de **invertor Wagner.** Formele de undă în diferitele puncte ale schemei sînt arătate în figura 8.12, *b*.

Presupunem că, la un anumit moment, Th_1 conduce și Th_2 este blocat. Datorită acțiunii de autotransformator a primarului transformatorului Tr, condensatorul de comutație C se încarcă la o tensiune aproximativ egală cu $2E$, cu polaritatea indicată pe figură. În momentul amorsării tiristorului Th_2, tensiunea de la bornele lui C se aplică cu polaritate negativă între anodul și catodul tiristorului Th_1, forțîndu-l să se blocheze. După descărcarea conden-

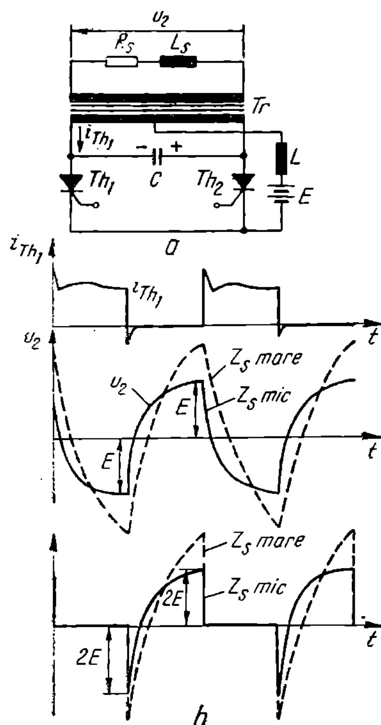


Fig. 8.12. Invertor tip paralel cu tiristoare (Wagner) :
a — schema de principiu ; *b* — formele de undă.

satorului, are loc încărcarea sa (cu polaritate opusă celei indicate pe fig. 8.12, *a*) pregătindu-se astfel condițiile necesare pentru blocarea tiristorului Th_2 în momentul cînd Th_1 va intra din nou în conducție. Deoarece sensurile curentului principal, care circulă în cele două jumătăți ale înfășurării primare, la intrarea în conducție a tiristorului Th_1 — — respectiv — Th_2 sînt opuse, și tensiunea indusă în secundar își schimbă polaritatea la fiecare comutare a stării de conducție de pe un tiristor pe altul.

Din diagramele din figura 8.12, *b* se observă că la amorsarea și blocarea tiristoarelor, curentul lor anodic prezintă cîte un vîrf pozitiv, respectiv negativ, care sînt datorate descărcării condensatorului de comutație prin cele două tiristoare ale schemei. Valoarea maximă a tensiunii la bornele sarcinii sau la bornele lui Th_1 sau Th_2 este funcție de mărimea sarcinii, de caracterul ei și de frecvența de lucru a invertorului. Creșterea impedanței de sarcină sau micșorarea factorului de putere al acesteia conduce la creșterea valorilor maxime ale tensiunii la bornele tiristoarelor, așa cum se arată cu linie întreruptă în figura 8.12, *b*.

Un invertor cu performanțe îmbunătățite, **invertorul Mc Murray-Shattuck**, este arătat în figura 8.13.

Datorită diodelor de nul D_1 și D_2, blocarea tiristoarelor se poate realiza cu o capacitate C mai mică decît în schema precedentă și în condițiile cele mai defavorabile (cînd invertorul merge în gol, spre exemplu) pe tiristoare apare o tensiune ce nu depășește cu mult valoarea $2E$. Și inductanța L a acestei scheme este mai mică, formînd cu capacitatea C un circuit oscilant a cărui semiperioadă de oscilație trebuie să fie cu puțin mai mare decît timpul de revenire al tiristoarelor utilizate.

Pentru a obține la ieșire o tensiune sinusoidală, se poate conecta între sarcină și invertor un filtru trece-jos (fig. 8.14, *a*) sau un filtru trece-bandă (fig. 8.14, *b*). Conținutul de armonici superioare din unda de tensiune poate fi redus și prin conectarea în serie a secundarelor transformatoarelor de ieșire a două sau a patru invertoare, comandate de un generator de impulsuri comun, astfel încît tensiunile lor de ieșire să fie decalate între ele. Cele mai bune rezultate se obțin dacă decalajul este de $\frac{\pi}{3}$ în cazul a două invertoare sau de $\frac{\pi}{6}$ (între două invertoare succesive), în cazul a patru invertoare.

Dispozitivele de comandă ale invertoarelor descrise sînt de obicei circuite electronice, care furnizează două succesiuni de semnale cu frecvența egală

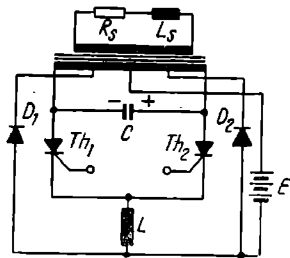


Fig. 8.13. Invertor tip paralel cu caracteristici îmbunătățite (invertor Mc Murray-Shattuck).

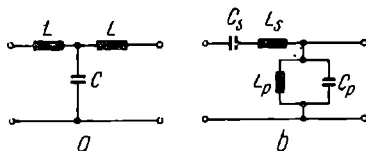


Fig. 8.14. Filtre: *a* — trece-jos; *b* — trece-bandă.

cu frecvența de lucru a invertorului, dar decalate între ele cu o jumătate de perioadă. Un astfel de *dispozitiv de comandă cu multivibrator și cu transformatoare de impulsuri* este arătată în figura 8.15, *a*. La intervale de o semiperioadă, în secundarele transformatoarelor Tr_1 și Tr_2 apar impulsuri de scurtă durată, care comandă amorsarea succesivă a tiristoarelor. Aceste impulsuri sînt obținute prin descărcarea prin transformatoare a condensatoarelor C_1 și C_2 în momentele în care tranzistoarele ce le sînt alăturate trec din stare blocată în stare de conducție. Condensatoarele C_1 și C_2 se încarcă de la sursa de tensiune de 24 V în intervalul de timp în care tranzistoarele alăturate lor sînt blocate.

În cazul invertorului din figura 8.13, comanda tiristoarelor trebuie efectuată fie cu un tren de impulsuri de frecvență ridicată, fie cu un impuls rectangular cu o durată minimă de $\frac{4}{5}$ dintr-o semiperioadă. În acest scop, se poate folosi *schema de oscilator cu tranzistor unijoncțiune, combinată cu un circuit basculant bistabil,* reprezentată în figura 8.15, *b*. Frecvența impulsurilor de comandă poate fi reglată între cîțiva herți și cîteva sute de herți cu ajutorul potențiometrului *R*.

Tot în categoria invertoarelor monofazate paralel intră și **invertoarele în punte** analizate în § 8.2.1., figura 8.7. *O variantă* a acestui tip de invertor este arătată în figura 8.16, *a*. Efectuînd o comandă asimetrică a tiristoarelor, așa cum se arată în figura 8.16, *b* se poate regla tensiunea eficace la ieșire, conform relației:

$$U_{ef} = E\sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}, \tag{8.2}$$

în care $\beta = \frac{2\pi t_c}{T}$.

Presupunem că la un moment dat Th_1 și Th_4 sînt în conducție, condensatorul C_2 fiind încărcat la tensiunea E. La amorsarea tiristorului Th_2, condensatorul C_2 se descarcă și prin cuplajul magnetic dintre cele două jumătăți ale bobinei L_1, se aplică o tensiune de amplitudine E și cu polaritate inversă pe tiristorul Th_1, blocîndu-l. Din acest moment condensatorul C_1 se încarcă la tensiunea $+E$. Pentru a inversa tensiunea la bornele sarcinii, se amorsează

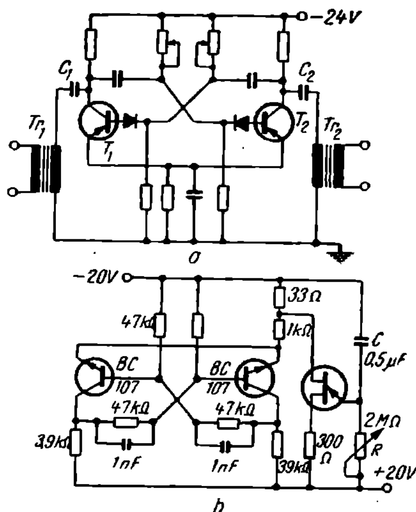


Fig. 8.15. **Generatoare de impulsuri pentru comanda invertoarelor tip paralel:**

a — cu circuit basculant astabil și transformatoare de impulsuri; b — cu tranzistor unijoncțiune și cu circuit basculant bistabil.

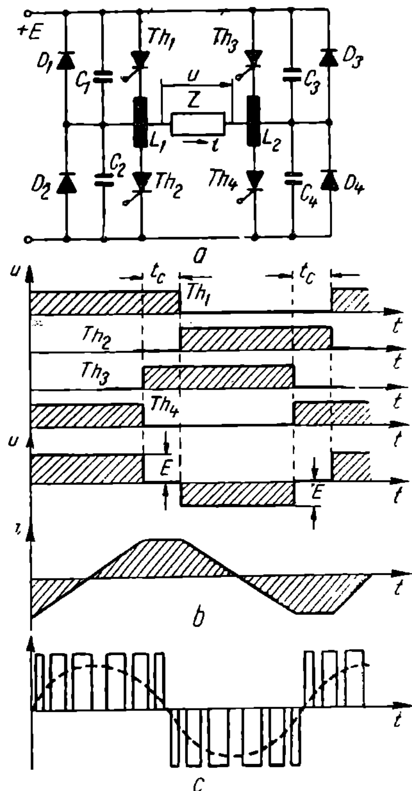


Fig. 8.16. Invertor monofazat în punte:
a — schema de principiu; b — formele de undă; c — semnalul la ieșire în cazul modulației în durată a impulsurilor.

Th_3 ceea ce atrage după sine blocarea tiristorului Th_4 ș.a.m.d. Atît timp cît Th_1, Th_3 sau Th_2, Th_4 sînt simultan în conducție, tensiunea la ieșire este nulă. Dacă sarcina este inductivă, curentul este menținut constant pe seama energiei înmagazinate în inductanță, închizîndu-se la sursă prin intermediul diodelor D_1, D_4 sau D_2, D_3.

Există și scheme în punte mai complicate, între care menționăm *schemele cu modulație în durată a impulsurilor de la ieșirea invertorului*, al căror principiu de funcționare este arătat în figura 8.16, *c*. Tensiunea de ieșire este constituită din „creneluri" rectangulare de amplitudine constantă și cu durata variabilă, astfel aleasă, încît componenta fundamentală a undei de tensiune să corespundă tensiunii sinusoidale dorite. Filtrarea acestei tensiuni este mult simplificată, crescînd în schimb complexitatea circuitelor de comandă necesare pentru a realiza modulația în durată a impulsurilor de tensiune. Considerînd numai o semiperioadă a acestei tensiuni, constituită din două grupuri

de trei impulsuri simetrice în raport cu $\frac{\pi}{2}$ (fig. 8.16, *c*), durata impulsurilor trebuie să fie :

$$\tau_1 = K \sin\frac{\pi}{12};$$

$$\tau_2 = K \sin\frac{3\pi}{12}; \qquad (8.3)$$

$$\tau_3 = K \sin\frac{5\pi}{12},$$

în care K este un factor de proporţionalitate. În acest caz armonicile de ordin superior sînt suprimate pînă la armonica de ordinul 11.

Plecînd de la un invertor în punte care furnizează la ieşire o tensiune alternativă rectangulară cu perioadă şi durată relativă reglabile, se poate obţine o tensiune apropiată de sinusoidă, combinînd convenabil mai multe semnale rectangulare de acest tip, aşa cum se arată în figura 8.17.

Acelaşi rezultat se obţine şi cu schema din figura 8.18, *a* (*invertorul Salters*). Fiecare semiperioadă a tensiunii la ieşire este constituită din 5 dreptunghiuri : unul central, cu durata $\pi/3$ şi cu amplitudine relativă unitară, avînd

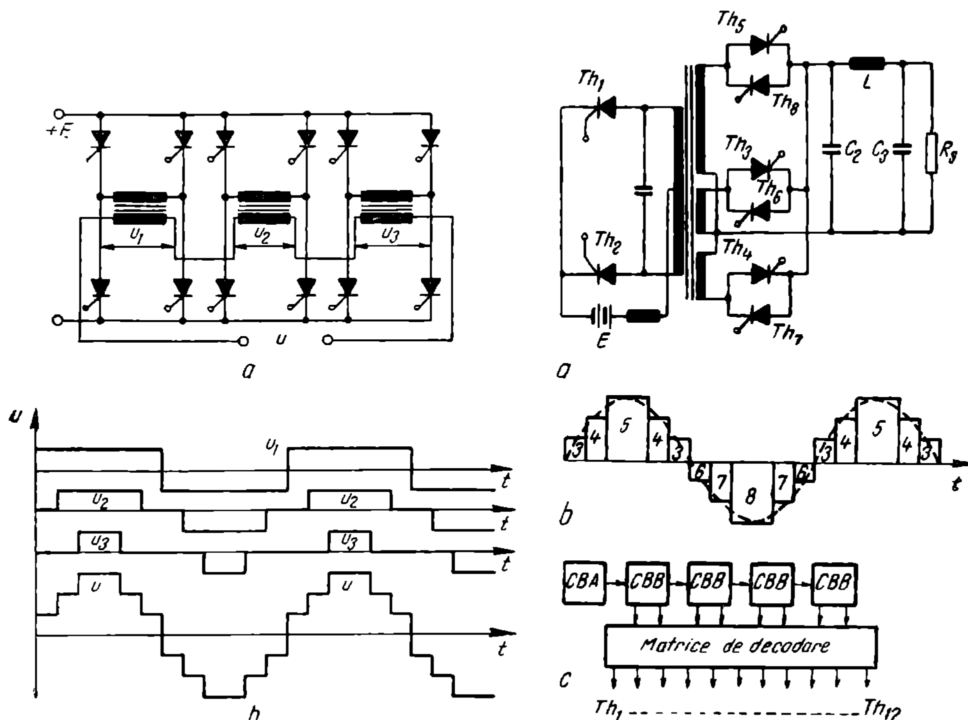


Fig. 8.17. Obţinerea unei tensiuni alternative prin gruparea mai multor invertoare în punte : *a* — schema de conexiuni ; *b* — formele de undă.

Fig. 8.18. Invertorul monofazat cu tensiune de ieşire sintetizată (Salters) : *a* — schema de principiu ; *b* — forma tensiunii la ieşire ; *c* — schema bloc a circuitului de comandă a tiristoarelor.

cîte două dreptunghiuri de o parte și de alta cu durata $\frac{\pi}{6}$ și cu amplitudinea relativă 0,735 și respectiv 0,265 (fig. 8.18, *b*).

Pentru a obține această formă de undă se folosesc un invertor monofazat tip paralel care lucrează cu o frecvență de 5 ori mai mare decît frecvența dorită la ieșire, al cărui secundar este format din 3 înfășurări montate în stea, avînd numărul de spire în rapoartele 1 : 0,735 : 0,265. Cuplarea acestor înfășurări în circuitul filtrului de ieșire și sarcinii se realizează cu ajutorul a 6 tiristoare, $Th_3 \ldots Th_8$. Intervalele de timp în care conduc curent tiristoarele Th_1 și Th_2 și respectiv tiristoarele $Th_3 \ldots Th_8$ sînt arătate pe diagrama din figura 8.18, *b*. Schema bloc a circuitelor de comandă a tiristoarelor este arătată în figura 8.18, *c*. Succesiunea corectă a impulsurilor de comandă este asigurată de un distribuitor cu 12 stări stabile și o matrice de decodare [17].



8.2.4.2. Invertorul monofazat tip serie

Schema de principiu a unui invertor autonom cu capacitate de comutație serie este arătată în figura 8.19, *a*. În momentul deschiderii tiristorului Th_1, în circuitul rezonant, L, C, R_s apare un curent apropiat ca formă de o semisinusoidă, a cărei durată este determinată de frecvența proprie a circuitului. Acest curent încarcă capacitatea C la o tensiune de obicei mai mare decît E_A. Dacă în momentul în care curentul prin Th_1 trece prin zero se deschide tiristorul Th_2, condensatorul C se descarcă pe rezistența de sarcină și în circuit apare un curent de aceeași formă dar de sens contrar. În condiții reale este necesar un timp anumit pentru restabilirea proprietăților de comandă ale tiristorului ; de aceea, deschiderea tiristorului Th_2 se efectuează cu o întîrziere oarecare t_d în raport cu momentul blocării tiristorului Th_1.

Schema din figura 8.19, *a* prezintă dezavantajul că la amorsarea tiristorului Th_1 tensiunea E_A se aplică tiristorului Th_2 cu un front abrupt, ceea ce poate provoca reintrarea în conducție a acestuia (fără semnal de comandă pe poartă) dacă nu se iau măsurile de protecție necesare.

Pericolul de reamorsare este redus mult dacă inductanța L se separă în două secțiuni, L_1 și L_2, montate ca în figura 8.19, *b*. Într-adevăr, la deschiderea tiristorului Th_1 și creșterea curentului în inductanța L_1, apare o tensiune electromotoare de autoinducție în inductanța L_2, care blochează tiristorul Th_2 un interval de timp t_d suficient pentru a se restabili capabilitatea de susținere a tensiunii directe a acestuia. Diagrama curenților și tensiunilor schemei din figura 8.19, *b* este arătată în figura 8.20.

Se observă că între momentul blocării unui tiristor și momentul reaplicării tensiunii directe la bornele sale trebuie să existe un interval de timp egal, cel puțin, cu timpul de revenire t_q. El se obține, pe de o parte, prin întîrzierea intrării în conducție a celuilalt tiristor cu un timp t_d, și pe de altă parte, prin aplicarea într-un interval de timp t_x (după amorsarea celuilalt tiristor) a unei tensiuni inverse de blocare pe anodul său. Condiția de funcționare normală a invertorului se exprimă sub forma :

$$t_d + t_x \geqslant t_q. \qquad (8.4)$$

Este posibil ca tiristorul să funcționeze cu $t_d = 0$ dacă t_x este suficient de mare, sau cu $t_x = 0$, dacă t_d este mare.

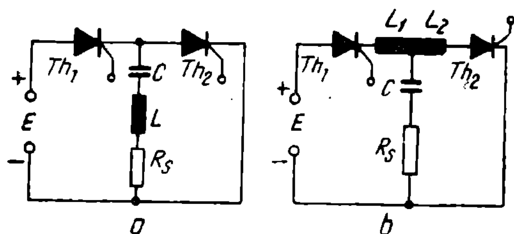


Fig. 8.19. Invertorul monofazat serie:
a — cu inductanță simplă; *b* — cu inductanță divizată.

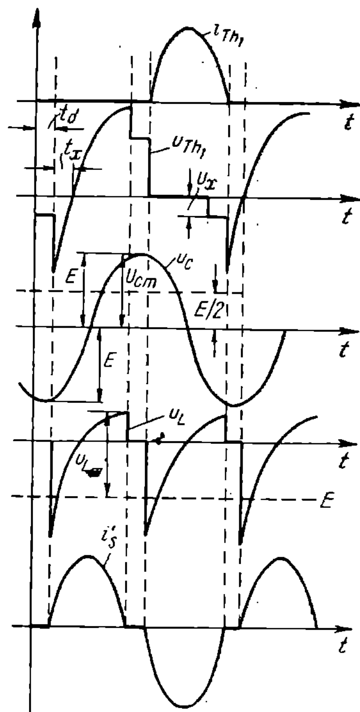


Fig. 8.20. Diagrama curenților și tensiunilor pentru schema din figura 8.19:
a — curentul din tiristor; *b* — tensiunea pe tiristor; *c* — tensiunea pe condensator; *d* — tensiunea la bornele uneia dintre bobine; *e* — curentul în sarcină.

În funcție de raportul dintre frecvența unghiulară proprie de rezonanță a sarcinii

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_s}{4L^2}} \tag{8.5}$$

și frecvența unghiulară ω_0 a impulsurilor de comandă se deosebesc trei regimuri de funcționare ale invertorului serie.

a) **Regimul limită, cînd $\omega = \omega_0$, iar $t_d = 0$ și $t_x > t_q$.** Forma curbei curentului prin sarcină este arătată în figura 8.21, *a*.

b) **Regimul cu comutație naturală, cînd** $\omega > \omega_0$. Dacă t_d este suficient de mare, este posibil ca $t_x = 0$ inductanțele L nemaifiind necesare în acest caz. În condițiile comutației naturale, curba curentului are forma din figura 8.21, *b*.

c) **Regimul cu comutație forțată, cînd** $\omega > \omega_0$. Forma curentului în sarcină este arătată în figura 8.21, *c*. Pentru valori ω_0 și ω mult diferite, nu se poate asigura procesul normal de comutație și funcționarea invertorului nu este posibilă.

Diagrama regimurilor de lucru ale invertorului serie este arătată în figura 8.22. La construcția diagramei s-a presupus că L și C rămîn constante, variindu-se doar rezistența de sarcină R_s sau frecvența ω_0. Pe axa absciselor s-a reprezentat mărimea adimensională proporțională cu rezistența de sarcină

$$\lambda = \frac{R_s}{2\sqrt{L/C}}, \tag{8.6}$$

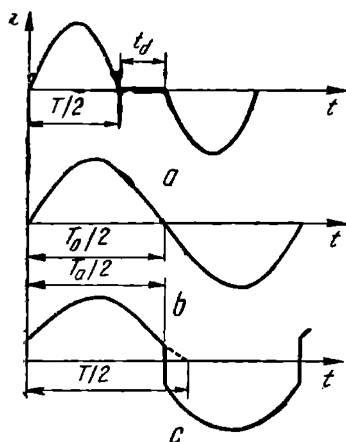


Fig. 8.21. Forma curentului de sarcină al invertorului serie, în funcție de regimul de funcționare :
a — regimul limită ; *b* — regimul de comutație naturală ; *c* — regimul cu comutație forțată.

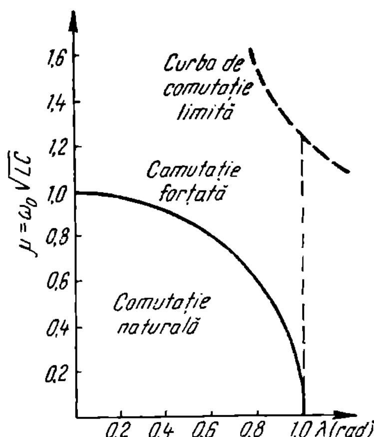


Fig. 8.22. Diagrama regimurilor de lucru ale invertorului serie.

iar pe axa ordonatelor, mărimea adimensională,

$$\mu = \omega_0 \sqrt{LC}, \tag{8.7}$$

proporțională cu frecvența unghiulară de lucru ω_0. Folosind parametrii λ și μ se poate scrie :

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\sqrt{1 - \lambda^2}}{\mu}.$$

În aceste condiții, regimurile de lucru ale invertorului vor fi caracterizate pe diagramă de următoarele relații :

— regimul cu comutație naturală $\sqrt{1 - \lambda^2} > \mu$;

— regimul limită : $\sqrt{1 - \lambda^2} = \mu$;

— regimul comutației forțate : $\sqrt{1 - \lambda^2} < \mu$.

Regimul cu comutație naturală este caracterizat de punctele situate în interiorul cercului trasat cu linie plină, iar regimul limită — de punctele situate chiar pe acest cerc. Punctele situate în afara cercului corespund regimului cu comutație forțată. Pe diagramă este indicată și zona în care funcționarea invertorului nu este posibilă, situată deasupra curbei trasate cu linie întreruptă, în care ω este un număr imaginar.

Spre deosebire de invertorul paralel, care nu poate funcționa la sarcini mari, invertorul serie nu funcționează normal la sarcini mici. De aceea, în practică se utilizează **invertoare mixte serie-paralel.** De asemenea, schemele din figura 8.19 au dezavantajul că regimul lor de funcționare este asimetric, circulația energiei dinspre sursă spre sarcină avînd loc numai în semiperioada în care conduce curent tiristorul Th_1. Din acest motiv, curentul de intrare are caracter de curent discontinuu cu un raport mare între valoarea lui maximă

și valoarea medie. Acest dezavantaj este înlăturat de schema din figura 8.23, în care rolul condensatorului C este preluat de cele două capacități $C_1 = C_2 = \frac{C}{2}$. Suma tensiunilor u_{c1} și u_{c2} este egală întotdeauna cu E, în timpul unei perioade a tensiunii de ieșire modificîndu-se doar potențialul punctului comun O_1. În orice moment curentul prin rezistența de sarcină este egal cu suma dintre curentul de încărcare a unui condensator și curentul de descărcare al celuilalt.

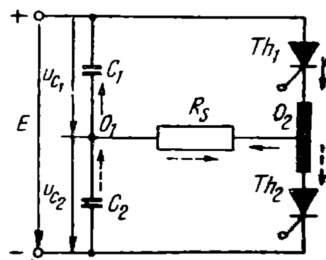


Fig. 8.23. Invertorul serie cu inductanță și capacitate divizate.

8.2.4.3. Invertoare autonome polifazate

Invertoarele autonome polifazate se pot realiza prin cuplarea convenabilă a m invertoare monofazate de tipul celor studiate anterior. Schema bloc unui invertor trifazat de acest tip este arătată în figura 8.24. Invertoarele monofazate I_1, I_2, I_3 sînt alimentate în paralel de la aceeași sursă de curent continuu, tensiunile lor de ieșire fiind aplicate sarcinii prin intermediul unui transformator trifazat. Pentru obținerea tensiunilor trifazate dorite, impulsurile de comandă a tiristoarelor ce intră în componența celor trei invertoare trebuie decalate între ele cu 120°

Schema de principiu a unui **invertor trifazat tip paralel, în punte,** realizat conform schemei bloc de mai sus este arătată în figura 8.25. Condensatoarele de comutație C_1, C_2 și C_3 asigură totodată și puterea reactivă la bornele sarcinii.

Un al doilea exemplu de invertor trifazat este prezentat în figura 8.26. Cele 6 tiristoare care formează o punte trifazată sînt amorsate într-o ordine anumită prin aplicarea unor impulsuri de comandă pe poartă. Blocarea lor este realizată prin aplicarea unor tensiuni inverse prin intermediul unor transformatoare, figurate în schemă doar prin înfășurările lor secundare legate fiecare în serie cu cîte un tiristor. Condensatoarele C servesc pentru trans-

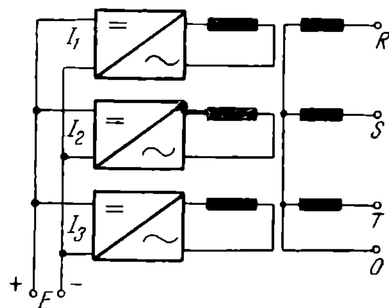


Fig. 8.24. Schema bloc a unui invertor trifazat.

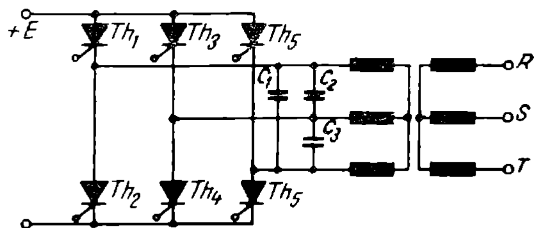


Fig. 8.25. Invertorul trifazat, tip paralel.

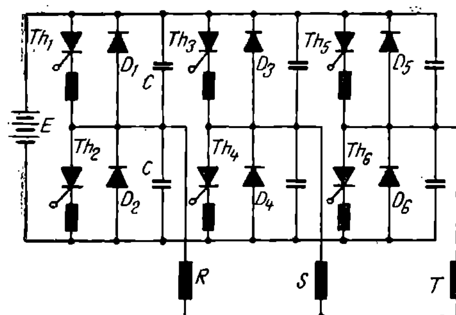


Fig. 8.26. Invertor trifazat cu tensiune de ieșire sintetizată.

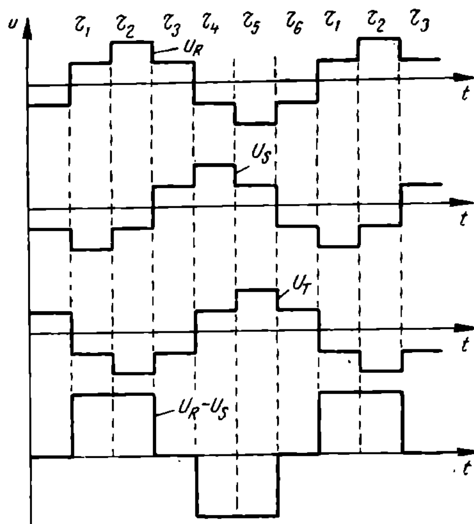


Fig. 8.27. Formele de undă pentru schema din figura 8.26.

miterea tensiunilor de blocare pe anozii tiristoarelor respective. Diodele D asigură căile de închidere a curenților după blocarea tiristoarelor cu care se găsesc cuplate antiparalel.

Formele de undă ale tensiunilor de ieșire pe cele trei faze sînt arătate în figura 8.27. Ordinea în care se amorsează tiristoarele este indicată în tabelul 8.1. Din diagrama formelor de undă se observă că, la un moment dat, două dintre tensiunile pe faze sînt de aceeași polaritate, cea de-a treia tensiune avînd polaritatea opusă. Astfel, în orice moment trebuie să conducă fie două tiristoare din partea superioară a punții și un tiristor din partea de jos, fie două tiristoare din partea inferioară și un tiristor din partea de sus. Deși forma tensiunii de ieșire este „sintetizată“ cu ajutorul a șase dreptunghiuri, totuși frecvența de comutație a tiristoarelor este egală cu frecvența de lucru a invertorului.

Tabelul 8.1

Timpii de conducție și de blocare ai tiristoarelor din figura 8.26

Intervalul de timp	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	τ_5	τ_6	τ_1
Tiristoare în conducție	1, 4, 5	1, 4, 6	1, 3, 6	2, 3, 6	2, 3, 5	2, 4, 5	1, 4, 5
Tiristoare blocate	2, 3, 6	2, 3, 5	2, 4, 5	1, 4, 5	1, 4, 6	1, 3, 6	2, 3, 6

8.2.5. INVERTOARE NEAUTONOME CU TIRISTOARE

În instalațiile industriale, circuitele de conversiune a puterii realizate cu tiristoare pot funcționa uneori atît în regim de redresor, cît și în regim de invertor. Se poate da ca exemplu o instalație de acționare electrică a unei

mașini de curent continuu. În funcționarea ca motor instalația lucrează ca redresor, furnizînd energie mașinii de curent continuu. Dacă mașina trece în regim de generator (în cazul frînării electrice, spre exemplu), instalația funcționează ca invertor, transferînd energia furnizată de mașină în rețeaua de curent alternativ. O situație asemănătoare se întîlnește în sistemele de transport a energiei în curent continuu, în punctele de conectare cu rețelele de curent alternativ. În regim de invertor aceste instalații de conversiune a energiei se comportă ca invertoare neautonome sau subordonate, deoarece frecvența de lucru a acestora este subordonată frecvenței rețelei de curent alternativ în care se transferă energia.

Orice schemă de redresor comandat fără diodă de nul (cu excepția redresorului monoalternanță), prevăzut cu o inductanță suficient de mare în circuitul sursei de curent continuu, poate fi transformată în invertor neautonom. După cum am văzut în capitolul 7, tensiunea medie redresată de un redresor comandat $U_{dc\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$, devine negativă dacă $\alpha > 90°$. În regim permanent prezența unei tensiuni negative ar însemna circulația unui curent în sens opus în sarcină deci și în elementele redresoare, ceea ce nu este posibil. Dacă în circuitul de sarcină acționează însă o tensiune electromotoare, valoarea medie a tensiunii redresate poate să devină negativă deși sensul de circulație al curentului se menține același ca și în cazul unei tensiuni redresate medii pozitive. Astfel, sensul de circulație a energiei între rețeaua de curent alternativ și sarcină se schimbă, sarcina devenind generator, iar rețeaua de curent alternativ — consumator.

În mod obișnuit, invertoarele neautonome au în componența lor transformatoare cu o înfășurare primară trifazată și cu secundarul cu 3, cu 6 sau cu 12 faze. Transferul energiei în rețeaua de curent alternativ este posibil dacă se inversează polaritatea sistemului de curent continuu în raport cu polaritatea lui în funcționarea ca redresor și dacă tiristoarele schemei sînt amorsate în intervalele de timp în care anozii lor primesc o tensiune negativă de la înfășurarea corespunzătoare a transformatorului.

Pentru exemplificare să analizăm funcționarea invertorului monofazat din figura 8.28, *a* folosindu-ne de diagramele din figura 8.28, *b*. Tiristorul Th_1, alimentat cu tensiunea u_a, este amorsat spre sfîrșitul semiperioadei pozitive, în momentul t_1; pînă în acest moment este în conducție tiristorul Th_2, alimentat cu tensiunea u_b, care este negativă. După

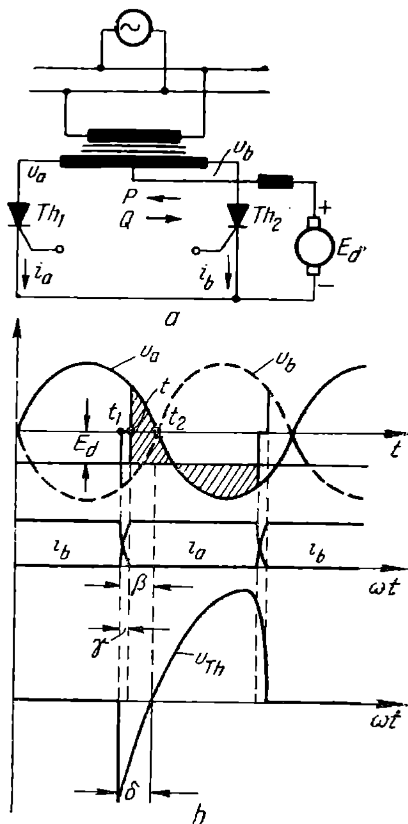


Fig. 8.28. Invertorul neautonom monofazat:
a — schema de principiu; *b* — formele de undă.

amorsarea lui Th_1 tensiunea sa anodică este mai pozitivă decît tensiunea anodică a tiristorului Th_2 astfel că acesta se blochează. Procesul de comutație durează un interval de timp căruia îi corespunde un unghi γ. După comutație, curentul în tiristorul Th_1 este determinat de suma tensiunii alternative u_a și a tensiunii continue E_d; pînă în momentul t_2 acționează tensiunea rezultantă $u_a + E_d$, iar între momentele t_3 și t_2 — tensiunea $E_d - u_a$. Datorită inductanței L, curentul în tiristorul Th_1 continuă să circule și după momentul t_3 (pe seama energiei acumulate în bobină — proporțională cu aria hașurată pe diagramă, deasupra liniei E_d).

Procesul de comutație a curentului trebuie să se termine astfel încît tiristorul care a condus să-și poată recăpăta capabilitatea de a suporta tensiunea în stare de blocare directă, pînă în momentul t_2. Dacă această condiție nu este satisfăcută, tiristorul va intra din nou în conducție atunci cînd tensiunea sa anodică devine pozitivă (în raport cu anodul tiristorului amorsat în momentul t_1) și invertorul intră în regim de avarie. Cu notațiile folosite în figura 8.28, *b*, putem scrie următoarea *condiție de funcționare stabilă a invertorului neautonom* :

$$\beta \geqslant \gamma + \theta_r \qquad (8.8)$$

sau :

$$\beta - \gamma = \delta \geqslant \theta_r, \qquad (8.8\ \text{bis})$$

în care :

β este unghiul de comandă, măsurat din momentul intersectării curbelor tensiunilor u_a și u_b, în sensul defazajului înainte ;

θ_r — unghiul corespunzător timpului de revenire al tiristorului.

În mod similar se analizează funcționarea invertorului trifazat cu punct neutru (fig. 8.29, *a*) sau a invertorului trifazat în punte (fig. 8.29, *b*)

Procedînd la fel ca la redresorul polifazat, se poate exprima *caracteristica externă a invertorului neuatonom* sub forma :

$$U_{di} = U_{di0} \cos \beta + \frac{m}{2\pi} I_d X_a + I_d R + \Delta U_a, \qquad (8.9)$$

în care :

$U_{di0} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_2$ este o mărime de calcul echivalentă cu valoarea

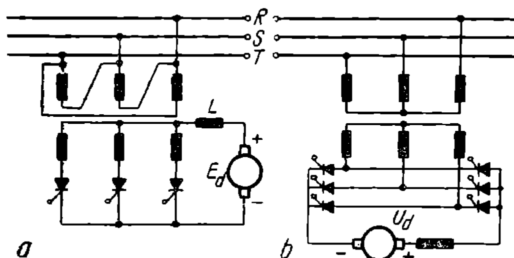


Fig. 8.29. Invertoare neautonome trifazate : *a* — cu punct neutru ; *b* — în punte.

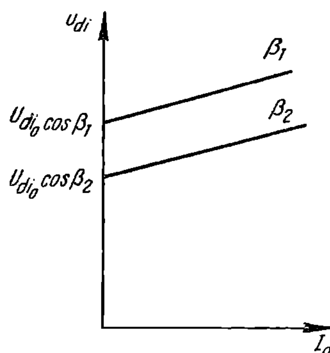


Fig. 8.30. Caracteristica externă a invertorului neautonom.

medie ideală a tensiunii redresate corespunzătoare înfăşurării secundare a transformatorului invertorului, pentru $\beta = 0$;

R — rezistența activă pe o fază a invertorului;

m — numărul de faze;

X_a — reactanța de scăpări a unei faze a înfăşurării secundare a invertorului;

U_a — căderea de tensiune pe tiristor;

I_d — curentul furnizat de sursa de curent continuu.

Forma caracteristicii externe a invertorului neautonom este o linie dreaptă care face cu abscisa un unghi proporțional cu $\frac{m}{2\pi} X_a + R$ şi care taie axa ordonatelor în punctul $U_{d,0} \cos \beta$ (fig. 8.30).

8.2.6. REGLAREA TENSIUNII DE IEŞIRE A INVERTOARELOR

În multe aplicații, invertoarele trebuie să asigure şi posibilitatea reglării în limite suficient de largi a raportului dintre tensiunea continuă E_d şi tensiunea de ieşire U_a. Ea permite să se mențină stabilă tensiunea U_a cînd se

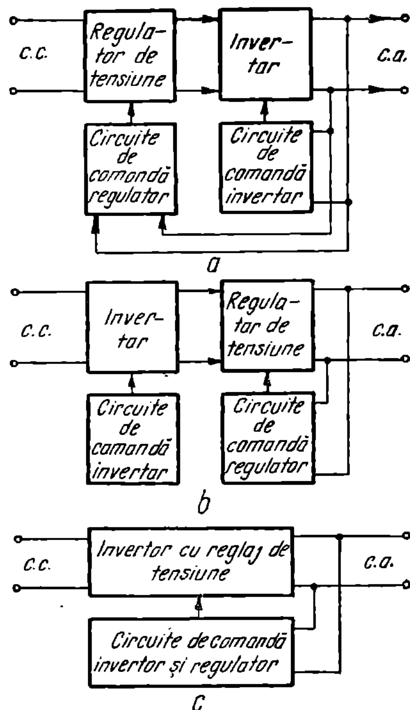


Fig. 8.31. Posibilități de reglare a tensiunii la ieşirea unui invertor:

a — cu regulator între invertor şi sursa de curent continuu (c.c.); *b* — cu regulator între invertor şi rețeaua de curent alternativ (c.a.); *c* — cu regulator înglobat în schema invertorului.

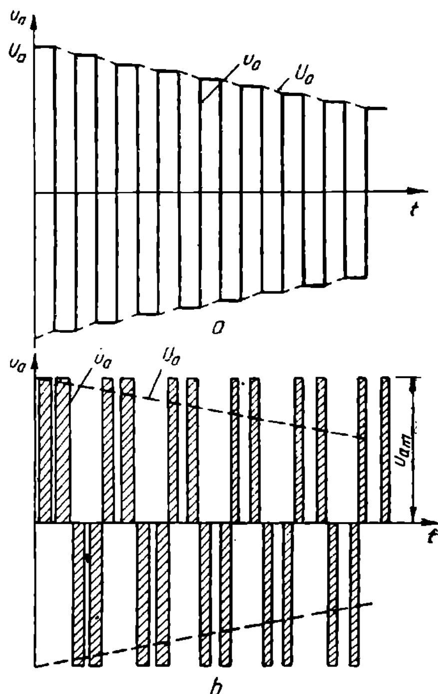


Fig. 8.32. Metode de reglare a tensiunii invertoarelor:

a — prin variația amplitudinii; *b* — prin variația duratei.

modifică E_d sau, invers, să se regleze tensiunea U_a în funcţie de caracterul sarcinii sau de regimul solicitat de consumator, atunci cînd tensiunea E_d este constantă.

În funcţie de poziţia circuitului de reglaj (în raport cu schema de bază a invertorului) deosebim următoarele cazuri, exemplificate în figura 8.31 :

— *regulatorul este situat între invertor şi sursa de curent continuu* (fig. 8.31, *a*) ;

— *regulatorul este situat între invertor şi reţeaua de curent alternativ* (fig. 8.31, *b*) ;

— *regulatorul este înglobat în schema invertorului* (fig. 8.31, *c*).

Se disting două **metode de reglare a tensiunii invertorului** (fig. 8.32) :

— *prin variaţia amplitudinii* (fig. 8.32, *a*) ;

— *prin variaţia duratei* (fig. 8.32, *b*).

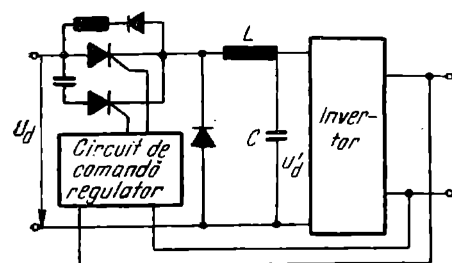
În primul caz se modifică valoarea amplitudinii U_{am} a tensiunii de ieşire, durata impulsurilor rectangulare rămînînd constantă. În al doilea caz, se modifică durata impulsurilor rectangulare aplicate sarcinii u_a, valoarea amplitudinii menţinîndu-se constantă şi proporţională tensiunii de intrare. Prima metodă asigură distorsiuni mai mici a tensiunii de ieşire, a doua însă, este mai economică.

8.2.6.1. Reglarea tensiunii prin variaţia amplitudinii

Cîteva scheme de principiu de invertoare cu reglaj de tensiune prin modificarea amplitudinii sînt prezentate în figura 8.33. În prima schemă (fig. 8.33, *a*) se utilizează un convertor de curent continuu intermediar între sursa U_d şi invertorul propriu-zis, care transformă tensiunea continuă într-o tensiune pulsatorie cu durata impulsurilor reglabilă. Acestea sînt apoi filtrate cu un filtru *LC* şi aplicate invertorului. Valoarea medie a tensiunii la intrarea invertorului depinde de factorul de umplere al impulsurilor :

$$U'_d = U_{a\ med} = \frac{1}{T}\int_{\alpha}^{T} U_d \mathrm{d}t = U_d\left(1 - \frac{\alpha}{T}\right). \qquad (8.10)$$

În a doua schemă (fig. 8.33, *b*), tensiunea la ieşirea invertorului se reglează prin introducerea unui număr mai mare sau mai mic de spire în secundarul transformatorului situat între invertor şi consumator, numărul de spire fiind comandat cu ajutorul unor triacuri (sau al unor tiristoare în montaj antiparalel).



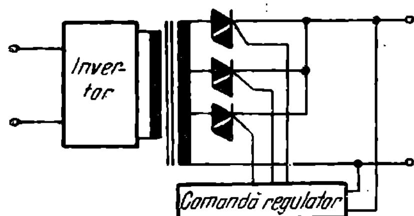


Fig. 8.33. Invertoare cu reglaj de tensiune prin variaţia amplitudinii :
a — cu convertor de curent continuu între sursa *U* şi invertor ; *b* — cu reglaj prin variaţia numărului de spire din secundarul transformatorului.

8.2.6.2. Reglarea tensiunii prin variația duratei

Două scheme de invertoare monofazate cu reglaj în durată a tensiunii la ieșire sînt arătate în figurile 8.34 și 8.35.

În prima schemă (fig. 8.34, *a*) regulatorul este constituit dintr-un triac, care își modifică unghiul de conducție în funcție de tensiunea de la ieșire, astfel că pe măsură ce unghiul de comandă α crește, valoarea efectivă a tensiunii la ieșire se micșorează. Metoda este eficace în special în cazul invertoarelor cu tensiune de ieșire rectangulară, cînd tensiunea la ieșire variază proporțional cu unghiul de conducție. Formele de undă corespunzătoare acestei scheme sînt arătate în figura 8.34, *b* pentru cazul unei sarcini rezistive.

În a doua schemă (fig. 8.35, *a*) tensiunea la ieșire se reglează acționînd direct asupra unghiului de blocare a tiristoarelor principale ale invertorului, care sînt tiristoare bioperaționale (GTO). Această posibilitate este oferită de toate invertoarele de tensiune cu tiristoare bioperaționale, de invertoarele cu comutație în două trepte sau de invertoarele cu comutație de la surse de energie exterioare. Blocarea tiristoarelor în conducție, în timpul unei semiperioade, se poate face o singură dată (fig. 8.35, *b*) sau de mai multe ori (fig. 8.35, *c*, fig. 8.35, *d* sau fig. 8.35, *e*). Durata impulsurilor se poate modifica și după legea sinusoidală (fig. 8.35, *d* și 8.35, *e*). În acest caz modulația poate fi unipolară (fig. 8.35, *d*) sau bipolară (fig. 8.35, *e*). În al doilea caz, suma duratelor impulsurilor pozitive și negative este constantă într-o semiperioadă.

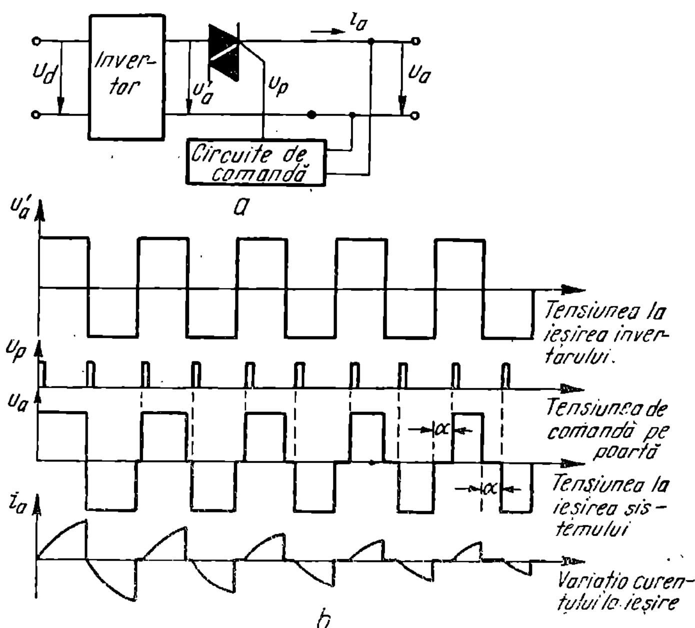


Fig. 8.34. Invertor monofazat cu reglaj prin variația duratei: *a* — schema de principiu; *b* — formele de undă.

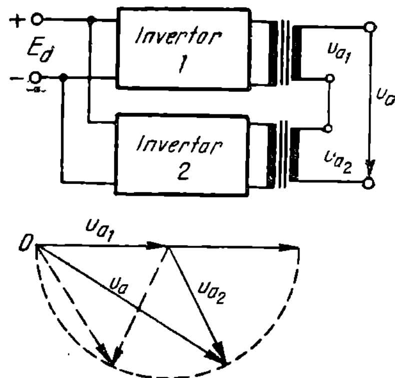


Fig. 8.36. Reglajul tensiunii cu două invertoare funcționînd în paralel: *a* — schema de conexiuni; *b* — diagrama fazorilor.

Fig. 8.35. Invertor cu reglaj în durată, cu tiristoare biooperaționale: *a* — schema de principiu; *b*—*e* — forme de undă.

8.2.6.3. Reglarea tensiunii prin variația unghiului de defazaj

În invertoarele de mare putere, reglajul tensiunii la consumator se poate obține și prin utilizarea mai multor invertoare funcționînd în paralel. Reglajul tensiunii se realizează prin modificarea unghiului de defazaj dintre tensiunile invertoarelor cuplate în paralel, așa cum se arată în figura 8.36. Această metodă este mai eficace în cazul invertoarelor de curent, cînd reglarea se face prin sumarea geometrică a armonicilor fundamentale.

În unele aplicaţii şi, în special, în cazul aparaturii portabile tranzistorizate, este necesar ca anumite instalaţii electronice să fie alimentate cu tensiuni mult diferite de tensiunea sursei de alimentare. Este cazul tuburilor catodice ale osciloscoapelor catodice, fotomultiplicatoarelor electronice, motoarelor de acţionare a servomecanismelor instalaţiilor de automatizare etc.

Pentru conversiunea tensiunii se utilizează frecvent convertoare electronice.

În modul cel mai simplu, un convertor electronic de tensiune continuă se poate realiza cu ajutorul unui oscilator şi al unui redresor. Pentru îmbunătăţirea randamentului se preferă însă să se folosească o grupare invertor-redresor sau un convertor realizat după circuitul din figura 8.37. Prin închiderea şi deschiderea întrerupătorului *K* se modulează tensiunea aplicată primarului transformatorului *Tr* astfel că în secundar se obţine o tensiune alternativă ce poate fi redresată apoi cu un redresor obişnuit. Rolul întrerupătorului *K* poate fi jucat de un tranzistor funcţionînd în regim de comutator.

La puteri mai mari se utilizează convertoare constituite dintr-un invertor de mică putere (avînd, spre exemplu, schema prezentată în figura 8.9), care excită un amplificator de putere ce debitează pe sarcină prin intermediul unui redresor (fig. 8.38). Schema are un randament mai ridicat, necesită transformator de ieşire nesaturat, iar variaţia sarcinii (în special a celei reactive) nu afectează decît foarte puţin frecvenţa [15].

Choppere de putere. Chopperele de putere sînt contactoare statice folosite pentru modificarea valorii medii a tensiunii aplicate unei sarcini, alimentarea făcîndu-se de la o sursă de curent continuu de tensiune fixă sau foarte puţin variabilă. Schema unui chopper de putere elementar este arătată în fi-

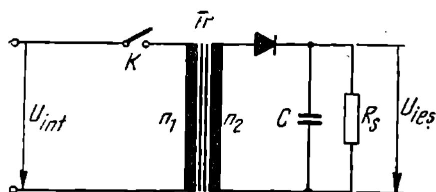


Fig. 8.37. Convertor de tensiune continuă realizat după principiul invertor-redresor.

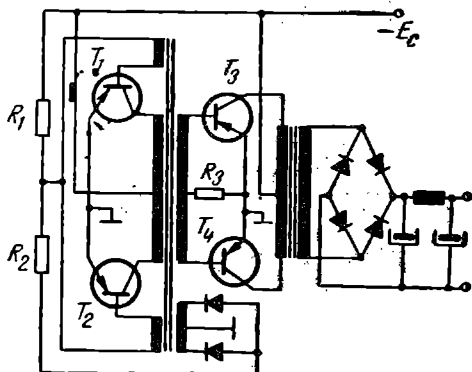


Fig. 8.38. Convertor de tensiune continuă pentru puteri mari.

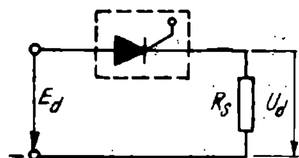


Fig. 8.39. Chopper de putere elementar.

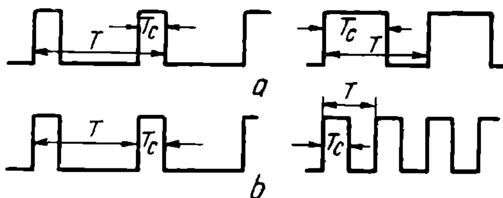


Fig. 8.40. Metode de comandă a unui chopper: *a* — cu modulația duratei impulsurilor; *b* — cu modulația densității impulsurilor.

gura 8.39. Ea constă dintr-un contactor static (de obicei un tiristor de putere) montat în serie cu sarcina R_s și cu sursa de alimentare E_d. Modificînd durata de închidere (în raport cu durata de deschidere) a contactorului, se poate varia valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii între zero și valoarea maximă E_d. Se pot utiliza *două metode de comandă a unui chopper*: *prin modulația lățimii impulsurilor* (fig. 8.40, *a*) și *prin modulația densității impulsurilor* (fig. 8.40, *b*). În primul caz se menține constantă perioada T a impulsurilor de comandă dar se modifică timpul de „conectare" T_c a tensiunii la bornele sarcinii. În al doilea caz se menține constant timpul de conectare T_c și se modifică perioada T a impulsurilor de comandă ($T > T_c$). În ambele cazuri, valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii în ipoteza că pierderile sînt neglijate, este dată de relația:

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_d \mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T E_d \mathrm{d}t = \frac{T_c}{T} E_d.$$

Raportul $k = T_c/T$ este numit uneori *factor de comandă al chopperului*. În mod obișnuit, în circuitul de sarcină intervine și o inductanță care contribuie la netezirea curentului și schema din figura 8.40 se completează cu o diodă de nul, ca în figura 8.41, *a*; această diodă asigură circulația curentului de sarcină în intervalul de timp în care tiristorul este blocat. Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 8.41, *a* sînt arătate în figura 8.41, *b*. Dacă frecvența impulsurilor de comandă a tiristorului este de ordinul kilohertzilor, netezirea curentului se realizează cu o inductanță relativ mică. Puterea absorbită de chopper de la sursa de alimentare are expresia

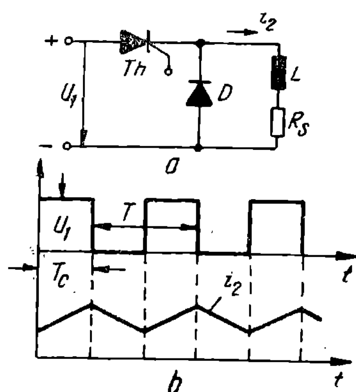


Fig. 8.41. Chopper de putere cu filtrarea curentului: *a* — schema de principiu; *b* — forme de undă.

$$P_1 = E_d I_1,$$

în care I_1 reprezintă valoarea medie a curentului furnizat de sursă:

$$I_1 = \frac{1}{T}\int_0^T i_1 \mathrm{d}t.$$

Puterea consumată în sarcină se calculează cu relația

$$P_2 = \frac{1}{T}\int_0^T u_d i_2 \mathrm{d}t = I_2 U_d,$$

în care U_d este valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii, iar I_2 — valoarea medie a curentului prin sarcină, care în cazul pulsațiilor mici este considerat ca fiind egală cu i_2. Dacă se neglijează pierderile de putere pe contactor și pe dioda de nul, putem scrie :

$$P_1 = P_2$$

sau :

$$E_d I_1 = I_2 U_d = I_2 \frac{T_c}{T} E_d,$$

de unde deducem :

$$I_1 = \frac{T_c}{T} I_2 = k I_2.$$

Se observă deci că chopperul de putere se comportă ca un „transformator" de curent continuu, factorul de comandă k jucînd rolul unui raport de transformare.

Ca și în cazul invertoarelor, tiristoarele utilizate în choppere de putere pot fi blocate fie prin utilizarea unui circuit LC auxiliar, legat în paralel pe tiristor (fig. 8.42, *a*), fie prin utilizarea unei metode de stingere cu tiristor auxiliar (fig. 8.42, *b*). În prima schemă, durata de conducție a tiristorului depinde numai de parametrii circuitului rezonant auxiliar. Curentul de sarcină se reglează prin modificarea frecvenței de succesiune a impulsurilor de comandă. În a doua schemă (folosită în tracțiunea electrică, spre exemplu), blocarea tiristorului principal Th_1 este asigurată de tiristorul auxiliar Th_2. Pentru a se obține un curent de sarcină cvasiconstant, este necesar ca

$$\frac{L_s}{R_s} \gg T_g,$$

T_g fiind perioada impulsurilor de comandă a tiristorului principal. În schema din figura 8.42, *b*, condensatorul C este încărcat pînă la o anumită tensiune (în general egală cu E_d), indiferent de mărimea curentului de sarcină. Deoarece capacitatea C se alege în funcție de curentul maxim, schema nu este

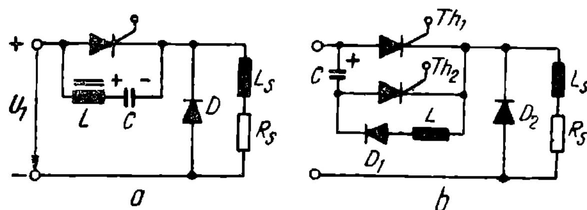


Fig. 8.42. Circuite de „stingere" utilizate în chopper : *a* — cu circuit *LC* ; *b* — cu tiristor auxiliar și condensator.

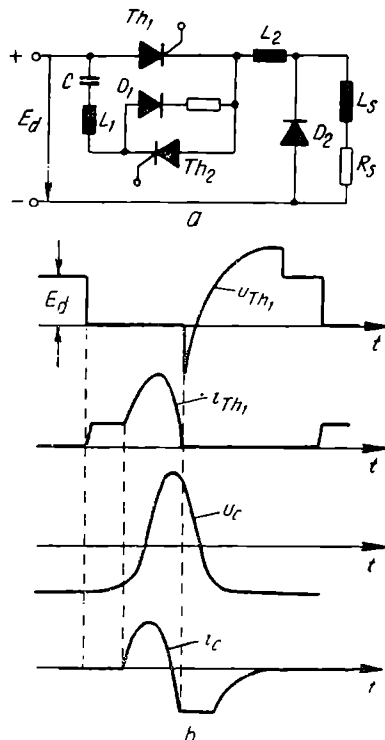


Fig. 8.43. Variantă a circuitului de stingere cu tiristor auxiliar: *a* — schema de principiu; *b* — formele de undă.

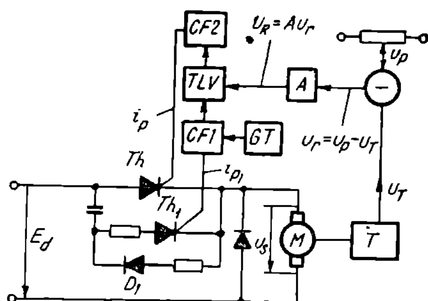


Fig. 8.44. Variator de tensiune continuă cu chopper de putere.

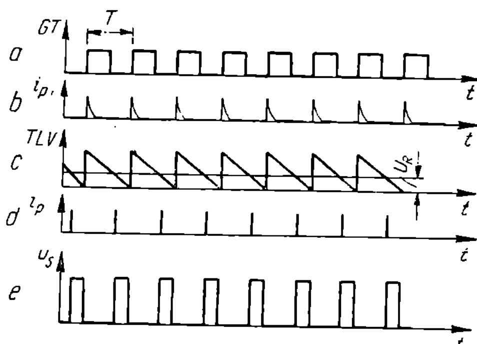


Fig. 8.45. Forme de undă pentru ilustrarea principiului de funcționare a schemei din figura 8.44.

avantajoasă în cazul schimbării sarcinii. Schema din figura 8.43, *a* nu are acest dezavantaj. În serie cu sarcina se cuplează bobina L_S, energia înmagazinată în această bobină fiind utilizată pentru facilitarea procesului de comutație a tiristorului principal. La creșterea sarcinii, energia înmagazinată în bobină crește proporțional și după deschiderea tiristorului principal bobina se comportă ca o sursă echivalentă de tensiune electromotoare. Datorită acestei tensiuni, condensatorul se încarcă la o tensiune cu atît mai mare, cu cît curentul de sarcină este mai mare. Funcționarea schemei este ilustrată de diagramele din figura 8,43, *b*.

Chopperele de putere sînt utilizate ca variatoare de tensiune la alimentarea mașinilor de curent continuu. În figura 8.44 se prezintă o schemă bloc de comandă a turației unui motor de curent continuu [2]. Un generator de tact *GT* produce impulsuri dreptunghiulare cu o perioadă dată, *T* (fig. 8.45, *a*). Folosind frontul anterior al acestor impulsuri, circuitul de formare CF_1 formează impulsurile de comandă a tiristorului auxiliar, i_{p1} (fig. 8.45, *b*), pe de o parte și declanșează un generator de tensiune liniar-variabilă *TLV* pe de altă parte. Tensiunea liniar-variabilă se compară cu o tensiune de referință U_R într-un circuit de comparare astfel încît în momentul egalității celor

două semnale se generează un nou impuls i_p, care comandă amorsarea tiristorului principal *Th* (fig. 8.45, *c* și *d*). Tiristorul *Th* conduce curent pînă la următorul front anterior al impulsurilor furnizate de generatorul de tact (fig. 8.45, *e*). Tensiunea de referință U_R la rîndul ei se obține la ieșirea unui amplificator de curent continuu *A*, care primește la intrare un semnal u_r, rezultat prin efectuarea diferenței dintre alte două semnale : un semnal u_p, determinat de poziția cursorului unui potențiometru alimentat cu o tensiune continuă constantă, și un semnal u_T proporțional cu turația motorului, furnizat de un traductor turație-tensiune *T*. Cu cît tensiunea U_R este mai mare, valoarea medie a tensiunii de comandă U_S este mai mare, ceea ce are ca efect creșterea turației motorului.

8.4. CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

Convertoarele de frecvență servesc la conectarea a două sisteme de curent alternativ de frecvență diferită și uneori chiar cu un număr diferit de faze. De asemenea, ele se utilizează pe scară largă pentru reglarea vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, pentru alimentarea rețelelor de tracțiune electrică cu curent alternativ de frecvență coborîtă ($16\frac{2}{3}$ Hz, spre exemplu), la instalațiile de încălzire prin inducție a metalelor, la alimentarea aparaturii electrice de la bordul avioanelor etc. Se deosebesc *convertoare de frecvență cu circuit intermediar de redresare a curentului* și *convertoare cu transformare nemijlocită a frecvenței curentului alternativ și a numărului de faze* (cicloconvertoare).

Convertoarele din prima categorie sînt de fapt niște invertoare autonome alimentate de la un redresor. Ele asigură independența frecvențelor la intrare și ieșire și repartizarea uniformă a puterii în cazul cuplării unui sistem trifazic cu un sistem monofazic.

În figura 8.46 se prezintă schema unui astfel de convertor, folosit pentru alimentarea circuitelor-bloc de linie automat pe porțiunile de cale ferată electrificată.

Deoarece în tracțiune se utilizează curent alternativ de 50 Hz,, circuitele bloc de linie automat nu mai pot fi alimentate, ca în cazul tracțiunii mecanice, cu tensiune de aceeași frecvență întrucît ar putea să apară semnale false în stațiile de centralizare electrodinamică.

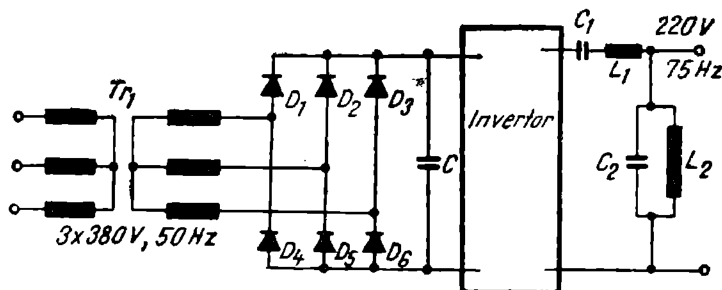


Fig. 8.46. Convertor de frecvență cu circuit intermediar de redresare.

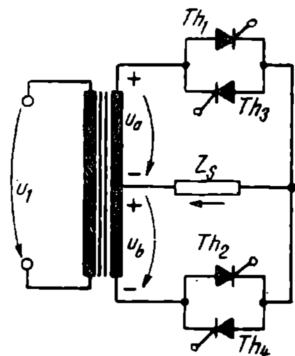


Fig. 8.47. Schema de principiu a unui cicloconvertor.

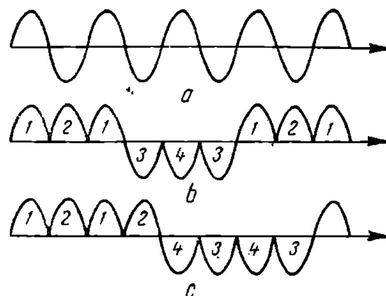


Fig. 8.48. Forme de undă ilustrînd funcţionarea cicloconvertorului din figura 8.47 :
a — tensiunea la intrare ; *b*, *c* — tensiunea la ieşire.

Convertorul de frecvenţă constă dintr-un redresor şi un invertor. Tensiunea continuă dată de redresor este de 130 V, iar tensiunea alternativă la ieşirea convertorului — de 220 V şi 75 Hz. Pentru a permite convertorului să poată prelua şi sarcini reactive, între redresor şi invertor s-a montat un condensator de mare capacitate *C*. Schemele invertorului şi dispozitivului de comandă sînt identice cu cele prezentate în figura 8.13 şi figura 8.15, *b*.

Cicloconvertoarele sau convertoarele de frecvenţă cu transformare directă servesc, în general, pentru alimentarea cu energie a unor consumatori speciali, care funcţionează la o frecvenţă mai coborîtă decît frecvenţa reţelei. Principiul lor de funcţionare este ilustrat în figura 8.47, care reprezintă de fapt două redresoare monofazate dublă alternanţă cu tensiunile de ieşire de polaritate opusă şi care debitează pe aceeaşi sarcină. Forma tensiunilor la bornele sarcinii depinde de programul de comandă a tiristoarelor celor două redresoare. Dacă semnalele de comandă se succed în ordinea 1, 2, 1, 3, 4, 3, 1, 2, etc. (fig. 8.48, *b*) şi dacă aceste semnale se aplică imediat după apariţia tensiunii pozitive pe anozii tiristoarelor, tensiunea la bornele sarcinii va avea forma din figura 8.48, *b*. Fundamentala tensiunii la bornele sarcinii are o frecvenţă de trei ori mai mică, dar în ansamblu forma tensiunii la ieşire diferă de o sinusoidă. Dacă se modifică succesiunea impulsurilor de comandă folosindu-se spre exemplu, ordinea 1, 2, 1, 2, 4, 3, 4, 3 etc. (fig. 8.48. *c*), se obţine o reducere de frecvenţă de patru ori. În principiu, nu se folosesc reduceri de frecvenţă mai mici de trei ori.

În cazul cînd se urmăreşte obţinerea unor forme ale curentului de sarcină cît mai apropiate de o sinusoidă, se folosesc *convertoare cu alimentare trifazată*, constituite din trei sau şase convertoare monofazate. Pentru exemplificare, în figura 8.49 se prezintă schema unui convertor de frecvenţă cu alimentare trifazată. Formele de undă idealizate ale tensiunii şi curentului în cazul convertorului din figura 8.49, sînt arătate în figura 8.50. Tensiunea

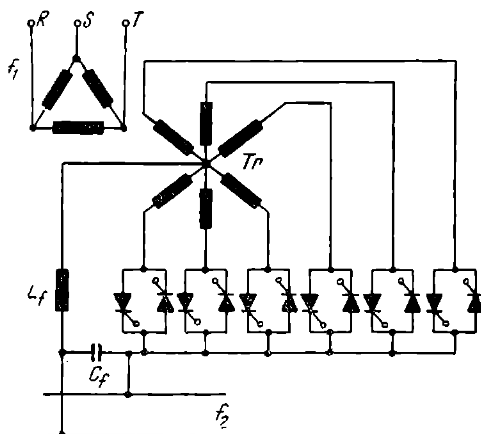


Fig. 8.49. Schema de principiu a unui cicloconvertor cu tensiune de ieșire sinusoidală.

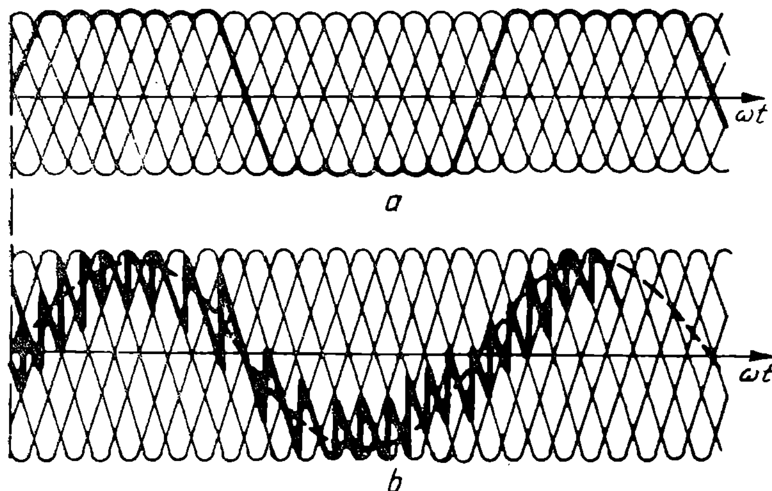


Fig. 8.50. Diagrama pentru ilustrarea funcționării cicloconvertorului din figura 8.49:

a — forma tensiunilor în secundarul cu șase faze al transformatorului *Tr*; *b* — forma tensiunii la ieșirea cicloconvertorului.

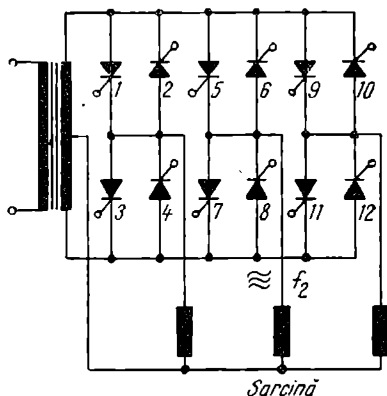


Fig. 8.51. Schemă pentru obținerea unei tensiuni trifazate de o anumită frecvență plecînd de la o tensiune monofazată.

de ieşire la convertoarele de mai sus este o tensiune monofazată. Pentru a obţine o tensiune trifazată de frecvenţă coborîtă se folosesc trei convertoare de frecvenţă alimentate de la reţeaua trifazată şi a căror tensiune de ieşire se conectează în stea sau în triunghi.

Este posibil să se obţină şi o tensiune trifazată de o anumită frecvenţă, plecînd de la o tensiune monofazată cu frecvenţă dată, dacă se foloseşte spre exemplu schema prezentată în figura 8.51.

Odată cu creşterea numărului de faze creşte şi complexitatea circuitelor de elaborare a impulsurilor de comandă în ordinea cerută de funcţionarea normală a cicloconvertoarelor. În schemele moderne se folosesc circuite integrate numerice pentru asigurarea defazajelor necesare între impulsurile de comandă, iar pentru evitarea influenţelor parazite între circuitele de poartă se utilizează comanda prin cuploare optoelectronice.

CAPITOLUL 9

ALTE CIRCUITE UTILIZATE ÎN ELECTRONICA INDUSTRIALĂ

9.1. STABILIZATOARE ELECTRONICE DE TENSIUNE

În foarte multe aplicaţii, tensiunea de alimentare a instalaţiilor industriale trebuie menţinută constantă cu o precizie foarte mare, deoarece eventualele abateri de la valoarea nominală pot introduce erori de funcţionare sau măsurare.

Tehnica actuală cunoaşte un număr mare de dispozitive destinate stabilizării tensiunii sau curentului continuu sau alternativ. Clasificarea acestor dispozitive se poate face după puterea pe care o controlează, tipul schemei, tipul elementelor utilizate pentru stabilizare, gradul de stabilizare sau natura sarcinii.

În principiu, **stabilizarea unei tensiuni continue** poate fi făcută fie *înainte de redresor*, menţinînd constantă tensiunea alternativă de alimentare a acestuia, fie *după redresor*, intercalînd între acesta şi sarcină un element capabil să preia variaţiile de tensiune.

Dacă prima variantă preia numai variaţiile tensiunii de reţea, cea de-a doua are avantajul de a menţine constantă tensiunea pe sarcină, indiferent de cauzele care tind să o modifice.

Dispozitivele din a doua categorie sînt preferate în practică şi au căpătat o răspîndire mai mare.

Acţiunea de stabilizare se bazează pe neliniaritatea caracteristicilor termorezistenţelor, dispozitivelor electronice sau a curbei de magnetizare a oţelului. **După metoda de stabilizare,** există două **tipuri** principale **de stabilizatoare :**

— *stabilizatoare parametrice*, care folosesc o impedanţă neliniară serie sau paralel cu sarcina, capabilă să compenseze variaţiile parametrului de ieşire ;

— *stabilizatoare prin compensaţie*, la care prin intermediul unei bucle de reacţie elementul neliniar preia variaţiile de tensiune sau curent ale sarcinii. Schemele lor, bazate pe principiul reglării automate, conţin un element de comparare cu ajutorul căruia un detector de eroare pune în evidenţă abaterile faţă de mărimea nominală. Aceste abateri sînt amplificate

de un amplificator ce comandă elementul neliniar capabil să preia variațiile respective, numit de obicei, element de control.

Pentru aprecierea performanțelor stabilizatoarelor, sînt importanți următorii **parametri :**

— *factorul de stabilizare în tensiune* $F_0 = \left[\dfrac{\dfrac{\Delta U_d}{U_d}}{\dfrac{\Delta U_s}{U_s}}\right]_{R_s} = const$ (9.1)

— *coeficientul de stabilizare* $S_0 = \left[\dfrac{\Delta U_d}{\Delta U_s}\right]_{R_s} = const.$ (9.2)

— *rezistența internă* $R_0 = \left[-\dfrac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right]_{U_d} = const.$ (9.3)

În expresiile de mai sus, U_d și U_s sînt tensiunile de la intrarea, respectiv ieșirea stabilizatorului, iar I_S — curentul din rezistența de sarcină R_s.

În cele ce urmează vom analiza tipurile de stabilizatoare utilizate frecvent în instalațiile industriale.

9.1.1. STABILIZATOARE PARAMETRICE CU DIODĂ ZENER

Schema de principiu a stabilizatorului parametric este prezentată în figura 9.1, *a*. Din caracteristica tensiune-curent a diodei Zener (fig. 9.1, *b*), rezultă că la o variație mare a curentului ($I_{Z\,max} - I_{Z\,min}$) tensiunea la bornele elementului are variații foarte mici ($U_{Z\,max} - U_{Z\,min}$). Pe această proprietate se bazează funcționarea stabilizatorului parametric. Într-adevăr, să presupunem că la bornele $2-2'$ nu am conectat nici un consumator ($R_s = \infty$). În această situație, curentul prin elementul D_Z (dioda Zener) este maxim ($I_{Z\,max}$), punctul de funcționare aflîndu-se în Q, iar tensiunea este, de asemenea, maximă ($U_{S\,max} = U_{Z\,max}$).

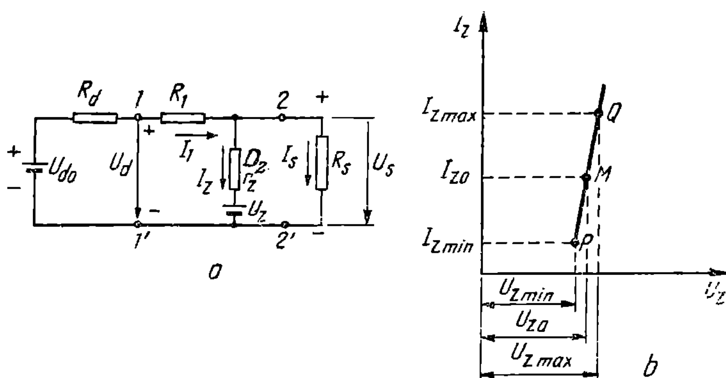


Fig. 9.1. Stabilizator parametric :
a — schema de principiu ; *b* — caracteristica tensiune-curent a diodei Zener.

Conectînd sarcina, aceasta va absorbi un curent, în dauna curentului prin D_Z, care va scădea. Punctul de funcționare se va deplasa în jos spre M. Mărind consumul prin sarcină (R_S scade, I_S crește), punctul de funcționare se va deplasa din ce în ce mai jos.

La un anumit curent maxim prin sarcină $I_{S\,max}$, punctul de funcționare se va afla la limita inferioară, în punctul P, curentul prin D_Z fiind minim ($I_{Z\,min}$), iar tensiunea la bornele de ieșire fiind, de asemenea minimă: $U_{S\,min} = U_{Z\,min}$. Variind sarcina între $R_{S\,min}$ ($I_{S\,max}$) și $R_S = \infty$ (regim de mers în gol), tensiunea de ieșire variază între limitele $U_{Z\,max} — U_{Z\,min}$.

Același mecanism acționează și în cazul variației tensiunii de rețea. Creșterea tensiunii de rețea se traduce prin creșterea tensiunii U_{d_0} (tensiunea de gol a redresorului), care conduce la creșterea tensiunii de intrare în stabilizator (U_d) și a curentului I_1. Variațiile curentului I_1 vor fi însă preluate în cea mai mare parte de D_Z, astfel că tensiunea și curentul prin sarcină vor rămîne aproximativ constante. Din figura 9.1, *a* rezultă:

$$U_d = R_1 I_1 + U_S = R_1(I_z + I_s) + U_z = R_1\left(I_z + \frac{1}{R_s} U_z\right) + U_z.$$

Coeficientul de stabilizare definit conform relației (9.2) este:

$$S_0 = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_s} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_z} = R_1\left(\frac{\Delta I_z}{\Delta U_z} + \frac{1}{R_s}\right) + 1.$$

Dacă ținem seama că $\Delta U_z/\Delta I_z = r_z$ este rezistența internă a diodei sau stabilovoltului, rezultă:

$$S_0 = 1 + R_1\left(\frac{1}{r_z} + \frac{1}{R_s}\right). \tag{9.4}$$

Cum $R_s \gg r_z$, în toate cazurile rezultă:

$$S_0 = 1 + \frac{R_1}{r_z};\; F_0 = \frac{U_s}{U_d}\left(1 + \frac{R_1}{r_z}\right). \tag{9.5}$$

În ceea ce privește rezistența internă, din figură rezultă:

$$R_0 = \frac{r_z(R_1 + R_r)}{r_z + R_1 + R_r} < r_z \tag{9.6}$$

Pentru a obține un coeficient de stabilizare mai mare, trebuie mărită rezistența R_1 (relația 9.5), acest lucru făcîndu-se cu o pierdere de putere, disipată în mod inutil în rezistența R_1, numită din acest motiv „rezistența de balast".

9.1.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU ELEMENT DE CONTROL ÎN DERIVAȚIE

Schema-bloc a stabilizatoarelor de acest tip este prezentată în figura 9.2. Variațiile tensiunii de ieșire U_s sesizate de detectorul de eroare *2* și elementul de referință *1* sînt amplificate de amplificatorul de eroare *3*. La rîndul său, amplificatorul *3* comandă curentul elementului de control *4*, care prin mecanismul descris la stabilizatoarele parametrice compensează tendințele

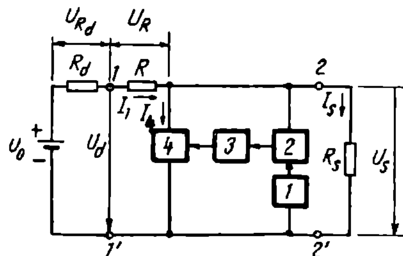


Fig. 9.2. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de control în derivație:

U_0 — sursă de tensiune nestabilizată; R_d — rezistența internă a sursei; R — rezistența de balast; R_s — rezistența de sarcină; *1* — element de referință; *2* — detector de eroare; *3* — amplificator de eroare; *4* — element de control.

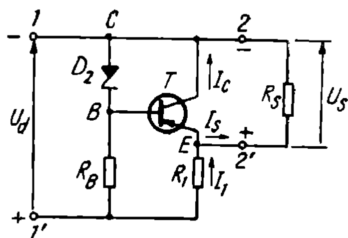


Fig. 9.3. Stabilizator de tensiune cu element de control în derivație, fără amplificator de eroare.

de variație ale tensiunii la bornele sarcinii. De exemplu, la o tendință de scădere a tensiunii U_s se micșorează curentul prin elementul de control. I_4. Micșorarea lui I_4 înseamnă micșorarea lui I_1 și U_R și în mod implicit creșterea tensiunii de ieșire. Prin urmare, o variație într-un sens atrage după sine o variație în sens opus care o compensează.

O schemă de acest tip este prezentată în figura 9.3. Variațiile de tensiune din punctul C se transmit în punctul B, pe baza tranzistorului T. O creștere a tensiunii U_d duce la creșterea potențialului bazei, deci a curentului prin tranzistor. Crescînd curentul prin tranzistor, crește căderea de tensiune pe R_1, astfel că variațiile tensiunii U_d sînt preluate de rezistența R_1.

Tranzistorul T este conectat într-un montaj de tipul repetor pe emitor, avînd astfel o amplificare apropiată de unitate. În aceste condiții, factorul de stabilizare este ceva mai mic decît cel al stabilizatorului parametric ($R_B — D_Z$).

Montajul poate asigura curenți de sarcină mult mai mari decît stabilizatoarele parametrice.

Deși în principiu stabilizatoarele cu element de control derivație pot funcționa și cu tuburi electronice, ele nu au căpătat utilizare datorită randamentului scăzut din cauza consumului inutil pe rezistența de balast și pe elementul de control.

Vom determina, în cele ce urmează, curentul maxim prin tranzistor ($I_{c\,max}$) și rezistența de balast, în funcție de tensiunea și curentul cerut de sarcină.

Dacă a și b sînt variațiile procentuale negative, respectiv pozitive, ale tensiunii de rețea, cu o aproximație satisfăcătoare pot fi scrise relațiile:

$$U_{d\,min} = (1 - a)U_{d\,nom}\,;\quad U_{d\,max} = (1 + b)U_{d\,nom}\,; \tag{9.7}$$

$$U_{d\,max} = \frac{1 + b}{1 - a} U_{d\,min}.$$

Dacă la tensiunea de rețea minimă trebuie să asigurăm curentul maxim prin sarcină, considerînd curentul minim prin tranzistor neglijabil, rezultă

$$U_{d\,min} = R_1 I_{s\,max} + U_s. \tag{9.8}$$

Dacă la tensiunea maximă de rețea deconectăm sarcina, prin tranzistor va circula curentul maxim, existînd pericolul depășirii puterii disipate. Pentru acest caz se poate scrie relația :

$$U_{d\ max} = R_1 I_{c\ max} + U_s \qquad (9.9)$$

Din (9.8) și (9.9) rezultă curentul maxim suportat de tranzistor :

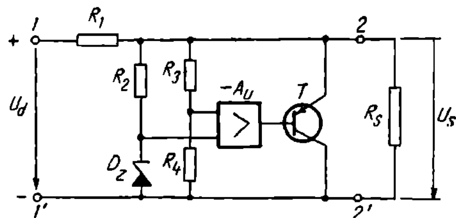


Fig. 9.4. Stabilizator de tensiune cu element de control în derivație T, prevăzut cu amplificator de eroare.

$$I_{c\ max} = \frac{U_{d\ max} - U_s}{U_{d\ min} - U_s} I_{s\ max} = \frac{\frac{1+b}{1-a} U_{d\ min} - U_s}{U_{d\ min} - U_s} I_{s\ max}. \qquad (9.10)$$

Un compromis între performanțe și randament ne conduce la $U_{d\ min} = 1{,}5\ U_s$. Pentru cazurile practice, $a = 15\%$, și $b = 10\%$ și relația (9.10) devine:

$$I_{c\ max} \cong 2 I_{s\ max}. \qquad (9.11)$$

Din (9.8) rezultă rezistența de balast :

$$R_1 = \frac{U_{d\ min} - U_s}{I_{s\ max}} = 0{,}5 \frac{U_s}{I_{s\ max}}. \qquad (9.12)$$

În figura 9.4 este prezentat un *stabilizator cu element de control derivație prevăzut cu amplificator de eroare.*

Detectorul de eroare este format dintr-o punte, avînd într-un braț elementul de referință D_Z. Semnalul de eroare amplificat se aplică pe baza tranzistorului de control T, care funcționează ca și tranzistorul de control din figura 9.3.

Deoarece randamentul stabilizatorului este foarte scăzut, domeniul de utilizare este limitat la puteri relativ mici (30—50 W).

9.1.3. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU ELEMENT DE CONTROL SERIE

Acest tip de stabilizator are cea mai largă răspîndire, atît în montajele cu tuburi cît și cu tranzistoare. Schema sa bloc este prezentată în figura 9.5.

Între redresor (bornele *1—1'*) și sarcină (bornele *2—2'*) se intercalează un tub sau un tranzistor, așa numitul element de control serie, *4*.

Dacă tensiunea de rețea crește, și căderea de tensiune U_T de pe acest element crește, astfel că diferența $U_d - U_T = U_s$ rămîne practic constantă.

Comanda este dată chiar de tensiunea de ieșire U_s, care fiind comparată cu cea a elementului de referință *1* prin intermediul detectorului de eroare *2*, furnizează semnal de comandă amplificatorului de eroare *3*. Acesta comandă direct elementul de control, determinîndu-l să preia o tensiune mai mare sau mai mică, după cum tensiunea U_0 a crescut sau a scăzut.

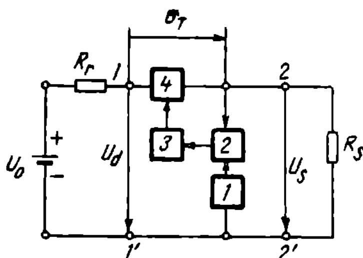


Fig. 9.5. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de control în serie:
1 — element de referință; 2 — detector de eroare; 3 — amplificator de eroare; 4 — element de control serie.

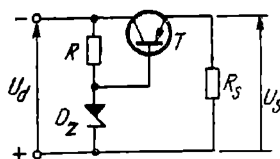


Fig. 9.6. Stabilizator simplu cu reacție, tip serie.

Cel mai simplu stabilizator tip serie este reprezentat în figura 9.6.

Tranzistorul T lucrează în schema cu colectorul comun, avînd baza polarizată de la o tensiune fixă de referință (aproximativ egală cu tensiunea de ieșire). Acțiunea de stabilizare a schemei se explică prin faptul că variațiile tensiunii de intrare sau ale sarcinii sînt preluate de tranzistor pe baza variației tensiunii sale bază-emitor. Această variație fiind relativ mică, tensiunea de ieșire este practic constantă și egală cu U.

În stabilizatorul din figura 9.6, variația tensiunii de ieșire comandă direct variația curentului tranzistorului **T**, care este elementul de reglaj. Din această cauză, schema are o eficacitate relativ redusă. Eficacitatea poate fi mărită dacă tensiunea de eroare este în prealabil amplificată. Acest lucru se realizează în schema din figura 9.7, unde diferența dintre o fracțiune a tensiunii de ieșire și tensiunea de referință dată de dioda Zener constituie semnalul de eroare, amplificat de etajul T_1. Curentul de ieșire al acestui etaj comandă curentul de colector al tranzistorului T_2 și, prin aceasta, rezistența echivalentă în curent continuu între emitor-colector. Variațiile căderii de tensiune de pe această rezistență compensează variațiile inițiale ale tensiunii de ieșire.

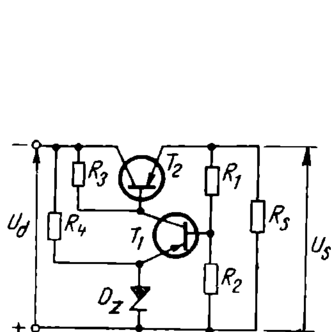


Fig. 9.7. Stabilizator cu reacție, tip serie.

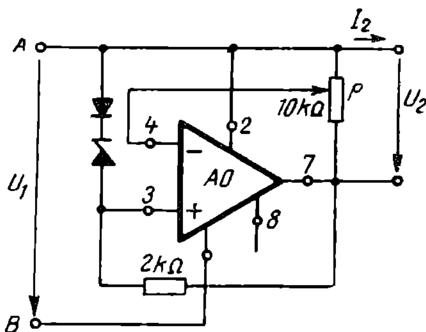


Fig. 9.8. Stabilizator de tensiune continuă cu amplificator operațional.

Dacă factorul de amplificare în curent β_1 al tranzistorului T_1 este mult mai mare decît unitatea, atunci factorul de stabilizare F_0 este:

$$F_0 = 1 + \frac{U_s}{U_d} \cdot \frac{R_2\beta_1}{R_1 + R_{in}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}, \qquad (9.13)$$

unde R_{in} este rezistența de intrare a tranzistorului T_1. Din această relație se observă că pentru obținerea unui factor F_0 de valoare ridicată, rezistențele divizorului R_1, R_2 trebuie să fie de valoare cît mai mică.

În ultimii ani, costul circuitelor integrate a scăzut mereu, așa încît devine economică realizarea unui stabilizator cu amplificator operațional integrat (fig. 9.8). O parte din tensiunea U_2 este preluată de pe cursorul potențiometrului P și este comparată cu tensiunea diodei Zener compensate. Tensiunea se poate regla aproape între limitele $U_1 > U_2 > U_z$.

9.2. RELEE ELECTRONICE. CIRCUITE DE SEMNALIZARE ȘI PROTECȚIE

Releele electronice sînt *circuite care măsoară, cu ajutorul unor traductoare, diverse mărimi fizice* (tensiune, timp, iluminare etc.) *și produc un semnal de comandă sau de avertizare cînd mărimea măsurată depășește o valoare prestabilită.*

Releele electronice se folosesc, în primul rînd, pentru sensibilitatea lor mare și capacitatea de a acționa rapid. În cele ce urmează se vor studia *releele electronice cu contacte* — care au ca element de acționare un releu electromagnetic.

Un dezavantaj al releelor electromagnetice îl constituie timpul de răspuns, socotit din momentul aplicării unei tensiuni de „comandă" și pînă în momentul stabilirii definitive a contactului. Acest timp este de ordinul zecilor de milisecunde. În ultimul timp au apărut *relee de tipul „reed"* (în l. engleză reed = trestie), în care contactele și armătura sînt constituite din lame elastice de material feromagnetic, acoperite cu aur sau argint și închise într-o capsulă de sticlă în atmosferă inertă. Timpul de răspuns al acestor relee este de ordinul unei milisecunde sau mai puțin. Pelicula de metal nobil și atmosfera inertă protejează contactele de oxidare, fapt care conferă o rezistență de contact închis foarte scăzută. Acționarea unui releu reed se face cu ajutorul unui magnet permanent sau al unei bobine înfășurate în jurul capsulei de sticlă.

9.2.1. RELEE DE TENSIUNE ȘI COMPARATOARE DE NIVEL

Aceste circuite *generează semnal cînd o tensiune continuă sau alternativă depășește nivelul reglat.* De fapt, toate releele conțin relee de tensiune, conectate la ieșirea traductorului. Prin redresare, tensiunea alternativă poate fi aplicată unui releu de tensiune continuă. De aceea, vor fi considerate relee de tensiune alternativă numai cele care nu o redresează decît, cel mult, înaintea dispozitivului de avertizare.

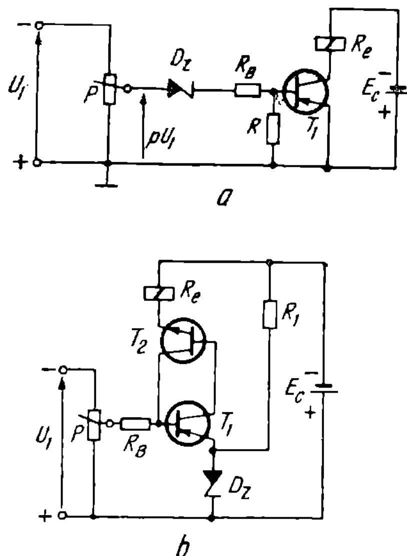


Fig. 9.9. Relee de tensiune cu diodă Zener:
a — fără memorie; *b* — basculant.

9.2.1.1. Relee de tensiune

În figura 9.9, *a* este reprezentată schema simplificată a unui releu de nivel cu o diodă Zener conectată în circuitul bazei. Tensiunea de comparat se aplică potențiometrului *P*, cu ajutorul căruia se reglează valoarea nivelului de tensiune la care releul R_e este acționat. Dacă tensiunea între cursorul potențiometrului și masă este mai mică decît tensiunea de deschidere (de avalanșă) a diodei Zener, curentul în baza tranzistorului este foarte redus, insuficient pentru acționarea releului R_e. Dacă tensiunea de la ieșirea potențiometrului depășește tensiunea de avalanșă U_z a diodei Zener, curentul de bază al tranzistorului crește repede cu tensiunea aplicată la intrarea montajului.

Considerînd că rezistența sursei de semnal este neglijabilă, iar $R_B + (1 - p)R_p$ este mult mai mare decît rezistența de intrare a tranzistorului, curentul de bază are valoarea

$$I_B = \frac{pU_1 - U_Z}{R_B + p(1-p)R_P}, \qquad (9.14)$$

în care *p* este raportul de divizare, iar R_P este valoarea rezistenței potențiometrului. Rezistența R_B îndeplinește un rol de limitare a curentului, foarte necesar dacă *p* se apropie de unitate. Rezistența *R* îmbunătățește stabilitatea termică a schemei.

În cazurile în care se dorește să se memoreze faptul că tensiunea controlată a depășit un anumit nivel, chiar dacă ulterior s-a produs revenirea ei, se poate folosi schema reprezentată în figura 9.9, *b*, care are o reacție pozitivă.

Dacă tensiunea culeasă de cursorul potențiometrului este mai mică decît tensiunea de referință U_Z dată de dioda Zener, tranzistorul T_1 este blocat. Deoarece curentul de colector al lui T_1 este curentul de bază al lui T_2, rezultă că și tranzistorul T_2 este blocat. În consecință releul R_c este nealimentat.

Dacă tensiunea aplicată bazei tranzistorului T_1 depășește valoarea U_Z, tranzistoarele T_1 și T_2 se deschid. Curentul de colector al lui T_2, trecînd în parte prin baza lui T_1, mărește curentul de bază inițial al acestuia, care a fost determinat de tensiunea aplicată la intrare. Datorită reacției pozitive, în montaj are loc un proces de avalanșă, în urma căruia ambele tranzistoare intră în saturație, iar prin releul R_e va circula un curent însemnat.

Această stare, în care ambele tranzistoare conduc, este stabilă și nu poate fi părăsită prin reducerea nivelului semnalului de acționare, ci numai prin scoaterea temporară din saturație a unuia sau a ambelor tranzistoare

(prin întreruperea tensiunii de alimentare a montajului, prin scurtcircuitarea uneia dintre joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor sau prin scurtcircuitarea grupului de tranzistoare). Ansamblul T_1, T_2 funcționează ca un tiristor.

În legătură cu schemele de relee electronice de nivel prezentate trebuie observat faptul că, în cazul în care sursa de semnal dispune de o putere suficientă, ea poate constitui și sursa de alimentare a acestor scheme, ceea ce reprezintă un avantaj evident. Această soluție se adoptă de obicei în cazul schemelor de protecție a sistemelor energetice, unde traductoarele — transformatoare de curent sau de tensiune care alimentează o punte de redresare — pot livra cu prisosință puterea necesară acționării unui releu electromagnetic.

9.2.1.2. Comparatoare de nivel

Comparatoarele de nivel sînt de fapt detectoare de nivel mai generale, care realizează compararea nivelelor a două semnale, ambele de nivel variabil. Comparatoarele de amplitudini se pot realiza plecînd de la schemele detectoarelor de nivel, la care sursa de referință se înlocuiește cu una dintre sursele de semnal ale căror tensiuni urmează să se compare. În cazul în care semnalele de comparat sînt alternative, se procedează în prealabil la redresarea și netezirea lor.

O categorie de comparatoare de amplitudini funcționează într-o **schemă** numită **cu circulația curentului,** care în cazul mărimilor continue are aspectul reprezentat în figura 9.10, *a*. Tensiunile de comparat E_1 și E_2 sînt conectate în serie și debitează pe două rezistențe de aceeași valoare, $R_1 = R_2 = R$. Între punctele A și B este conectat un detector de polaritate, numit și *detector de nul,* care sesizează polaritatea tensiunii între aceste două puncte.

Potențiometrul P servește pentru echilibrarea montajului. Prin reglarea lui se poate face ca tensiunea de intrare a detectorului de nul să fie zero nu la egalitatea celor două tensiuni, ci pentru un anumit raport al acestora, diferit de unitate.

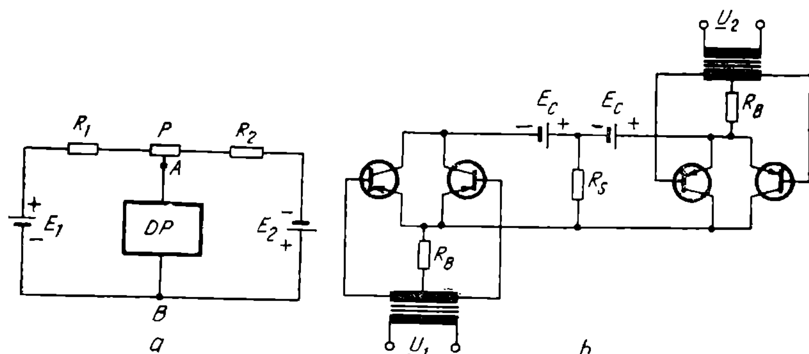


Fig. 9.10. Comparatoare de nivel cu detector de polaritate:
a — pentru tensiuni continue; *b* — pentru tensiuni alternative.

Admițînd că rezistența de intrare a detectorului de nul este foarte mare și considerînd cursorul la mijlocul potențiometrului, tensiunea la intrarea detectorului este :

$$U_{AB} = \frac{E_1 - E_2}{2}. \qquad (9.15)$$

Se observă că polaritatea acestei tensiuni este determinată de valoarea relativă a celor două tensiuni de comparat. În cazul particular în care $E_1 = E_2$, tensiunea la intrarea detectorului este nulă.

În funcție de aplicația la care se folosește comparatorul de amplitudini, detectorul de polaritate se poate realiza astfel că la ieșirea lui să apară semnal dacă tensiunea lui de intrare are valoarea zero sau dacă este inferioară unei anumite valori, în ambele sensuri.

Detectorul de polaritate se poate realiza foarte simplu cu un etaj cu un tranzistor fără polarizare inițială.

Aplicînd între bază și emitor tensiunea dintre punctele A și B, tranzistorul este blocat pentru o polaritate a tensiunii aplicate și este deschis pentru cealaltă polaritate.

În figura 9.10, *b* este reprezentată schema de principiu a unui *comparator de amplitudini pentru tensiuni alternative, folosind tranzistoare*. Tranzistoarele lucrează în regiunea activă curentul lor de colector fiind proporțional cu tensiunea aplicată în circuitul bazei. La cele două alternanțe ale tensiunilor aplicate la intrările montajului, în mod alternativ conduce cîte un tranzistor dintre perechile de tranzistoare ale celor două grupuri. Curenții de colector ai tranzistoarelor străbat rezistența de sarcină comună R_s în sensuri opuse, producînd căderi de tensiune de sens opus. Pe R_s va apărea deci o tensiune pulsatorie, a cărei amplitudine este proporțională cu diferența relativă dintre amplitudinile tensiunilor alternative conectate la intrările montajului. La bornele rezistenței R_s se conectează un detector de polaritate, precedat de un filtru de netezire.

Relee de tensiune cu două praguri. Aceste relee dau semnal la ieșire cînd tensiunea de intrare nu se mai încadrează în domeniul dorit. Ele mai sînt numite *discriminatoare* sau *comparatoare cu fereastră*.

În circuitul simplu din figura 9.11, cînd $U < U_{z2} < U_{z1}$ ambele tranzistoare sînt blocate și releul nu este atras. Cînd $U_{z2} < U < U_{z1}$, T_1 este

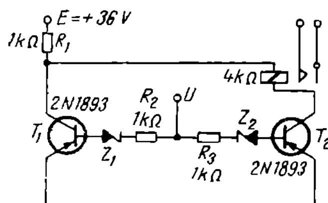


Fig. 9.11. Comparator cu fereastră cu diode Zener.

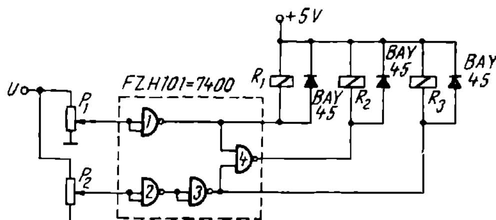


Fig. 9.12. Comparator cu fereastră cu circuite logice *NAND*.

blocat, T_2 conduce şi acţionează releul. Dacă $U > U_{z1}$, ambele tranzistoare conduc. Diferenţa de tensiune între colectoarele lor este prea mică pentru a atrage releul.

Un discriminator simplu se realizează cu circuitul integrat logic tip 7400 (4 NAND cu cîte două intrări), produs şi de IPRS (fig. 9.12). Dacă U este mică, porţile *1* şi *2* au la ieşire starea „1", poarta *3* — „0", deci poarta *4* — „1". Este atras numai R_3. Dacă U este mare, porţile *1* şi *2* au „0", deci *3* şi *4* au „1". Este atras numai R_1. Dacă U este cuprins între cele două praguri care delimitează domeniul, poarta *2* are „0", *1* şi *3* au „1", deci *4* are „0" şi atrage R_2. Diodele protejează circuitul logic în momentul în care un releu nu mai este acţionat, împotriva tensiunii de autoinducţie a bobinei.

9.2.2. RELEE ELECTRONICE DE TIMP

În foarte multe cazuri practice este necesar ca o comandă să fie dată pentru sau după o anumită perioadă de timp. O serie de procese tehnologice necesită un control precis al intervalelor de timp dintre starea iniţială şi cea finală.

Releul electronic de timp oferă posibilitatea de a regla precis şi în limite largi timpul pentru care sau după care trebuie dată comanda.

În majoritatea cazurilor, în schemele de relee electronice de timp se foloseşte încărcarea sau descărcarea unui condensator.

Un *circuit de temporizare RC* este prezentat în figura 9.13.

Dacă la momentul $t = 0$ se închide întrerupătorul K, în circuitul RC apare un curent i şi o tensiune u_c.

Presupunînd că sarcina iniţială a condensatorului este nulă, se scrie :

$$\begin{cases} E = Ri + u_c \\ u_c = \dfrac{1}{C}\displaystyle\int i \, dt \end{cases} \qquad (9.16)$$

Prin rezolvarea acestui sistem de ecuaţii se obţine relaţia :

$$u_c = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right), \qquad (9.17)$$

în care produsul RC reprezintă constanta de timp a circuitului. Relaţia (9.17) este reprezentată în figura 9.14 pentru diferite valori ale tensiunii E şi ale constantei de timp τ. Se observă că tensiunea u_c creşte în mod continuu, tinzînd către nivelul E.

În figura 9.14, *a*, se arată tensiunea u_c pentru două valori diferite, E_1, E_2, ale tensiunii E, constanta de timp fiind aceeaşi. Figura 9.14, *b* prezintă variaţia tensiunii de la bornele condensatorului pentru două valori diferite, τ_1, τ_2, ale constantei de timp, tensiunea E rămînînd neschimbată.

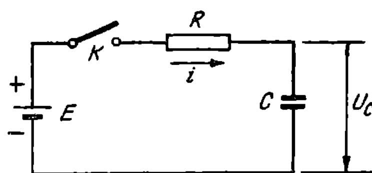
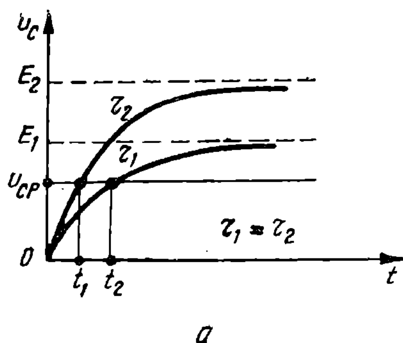


Fig. 9.13. Circuit de temporizare cu încărcare a condensatorului.

Dacă se fixează nivelul tensiunii de prag u_{CP} la care este acţionat releul



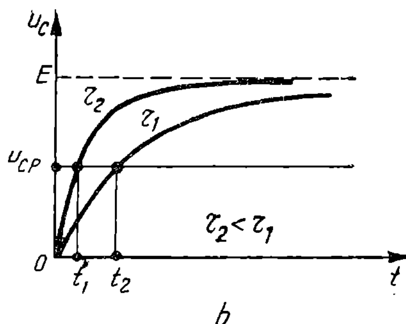


Fig. 9.14. Curbe de încărcare a condensatorului:
a — pentru două valori diferite ale tensiunii de încărcare; *b* — pentru două valori diferite ale constantei de timp $\tau = RC$.

(fig. 9.14), se constată că timpul necesar pentru ca u_c să atingă valoarea u_{CP} depinde de constanta de timp și de tensiunea E sub care se face încărcarea condensatorului. Mai precis, pragul u_{CP} se atinge cu atît mai repede cu cît tensiunea E este mai mare, iar constanta de timp RC este mai mică. Din relația (9.17) se poate deduce că după un interval de timp $t = 3\tau$ tensiunea u_C depășește 95% din tensiunea E, iar după intervalul $t = 5\tau$, u_C este practic egal cu E.

Dacă se presupune $C = 10$ μF, și $R = 5$ MΩ, se găsește temporizarea maximă.

$$5\tau = 5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \times 5 \cdot 10^{6} = 250 \text{ s}.$$

Circuitul RC de temporizare are uneori structura din figura 9.15. Cu ajutorul comutatorului K se conectează condensatorul C la sursa de încărcare E și apoi — la bornele rezistenței R; se produce o descărcare prin rezistența R, tensiunea la bornele ansamblului RC fiind:

$$u_C = Ee^{-\frac{t}{RC}}. \qquad (9.18)$$

Relația (9.18) este reprezentată grafic în figura 9.16.

Temporizarea este

$$\tau = 2{,}32\, RC \lg \frac{E}{u_{CP}}$$

sau (9.19)

$$\tau = 2{,}32\, RC \lg \frac{1}{K}.$$

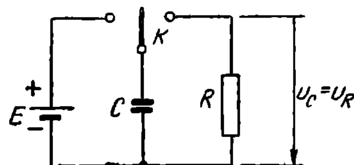
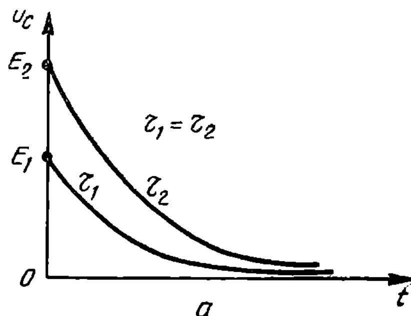


Fig. 9.15. Circuit de temporizare cu descărcare a condensatorului.



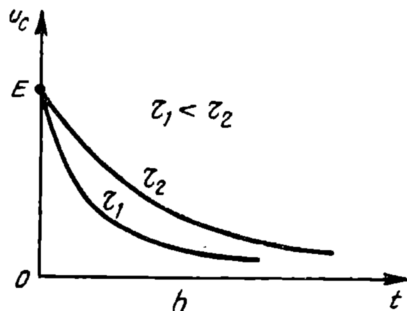


Fig. 9.16. Caracteristici de descărcare a condensatorului:
a — pentru două tensiuni diferite; *b* — pentru două constante de timp diferite.

9.2.2.1. Releu de timp cu tranzistor

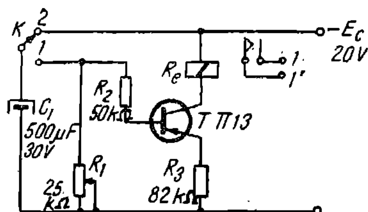


Fig. 9.17. Releu de timp cu un tranzistor.

În figura 9.17 este prezentată o schemă simplă de releu de timp cu tranzistor.

În mod normal, curentul care circulă prin tranzistor este foarte mic (baza fiind conectată la emitor prin R_1, R_2). Prin trecerea cheii K din poziția *2* în poziția *1*, tranzistorul este adus în conducție, la un curent mai mare decît cel de anclanșare, deoarece condensatorul este încărcat la întreaga tensiune de alimentare E_C. Urmează descărcarea condensatorului prin rezistența R_1 în paralel cu suma rezistențelor R_2 și r_{be}, r_{be} fiind rezistența de intrare. După un anumit timp, curentul scade sub valoarea curentului de declanșare necesar pentru menținerea armăturii, releul eliberează armătura și întrerupe circuitul exterior *1—1'*. Practic, în descărcarea condensatorului contează numai rezistența R_1, cu ajutorul căreia se și reglează temporizarea.

Pentru valorile menționate, schema din figura 9.17 realizează temporizări de la fracțiuni de secundă pînă la 20 de secunde. Rezistența R_2 stabilește punctul de funcționare al tranzistorului, iar R_3 îl stabilizează.

9.2.2.2. Releu de timp cu TEC

Deosebit de comode în schemele de relee electronice de timp sînt tranzistoarele cu efect de cîmp; acestea avînd o rezistență de intrare foarte mare, fac inutile precauțiile referitoare la șuntarea de către tranzistorul bipolar a elementelor circuitului de temporizare.

În figura 9.18 este dată schema unui releu cu tranzistor cu efect de cîmp și cu un tiristor utilizat ca element de execuție, cu două stări stabile. Întreruptoarele K_1 și K_2 sînt acționate simultan astfel încît, printr-un sistem mecanic potrivit, se asigură închiderea lui K_1 cu puțin înainte de deschiderea lui K_2.

În situația din figură, în care K_1 este deschis iar K_2 închis, trece un curent prin înfășurarea releului R_e astfel încît acesta este acționat; condensatorul se încarcă prin rezistența R_1 și dioda D, pînă la nivelul corespunzător tensiunii E și cu polaritatea indicată în figură. Cînd se închide K_1 se aplică o tensiune negativă importantă la intrarea tranzistorului T_1, ceea ce duce la anularea curentului de la ieșirea acestuia. Prin închiderea lui K_1 condensatorul C începe un proces de descărcare și apoi de încărcare cu o polaritate inversată față de cea din figură;

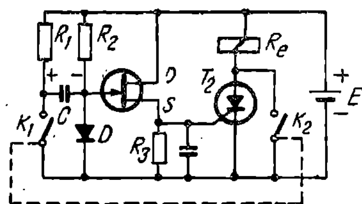


Fig. 9.18. Releu de timp cu tranzistor cu efect de cîmp.

se poate vedea că tensiunea de la bornele condensatorului C (care totodată reprezintă tensiunea de la intrarea etajului T_1) variază conform relaţiei:

$$u_c = E(1 - 2e^{-\frac{t}{R_2C}}). \qquad (9.20)$$

Prin închiderea lui K_1 se deschide K_2 (cu o oarecare întîrziere), ceea ce duce la întreruperea curentului prin R_e. Pe măsură ce tensiunea negativă de la intrarea etajului T_1 scade datorită încărcării condensatorului C cu o polaritate inversată, montajul se apropie de situaţia în care se obţine un curent prin T_1 suficient pentru amorsarea lui T_2.

Ca mai înainte, valoarea temporizării se deduce din expresia tensiunii de la bornele condensatorului circuitului R_2, C. Ţinînd cont de (9.20), rezultă formula

$$\tau = 2{,}32\ R_2C \lg \frac{2E}{E - U_{cr}}, \qquad (9.21)$$

în care E este tensiunea de alimentare, iar U_{cr} — tensiunea de grilă a tranzistorului T_1 la care se produce amorsarea lui T_2.

9.2.2.3. Releu de timp cu un TUJ

Tranzistoarele unijoncţiune se caracterizează printr-o constanţă foarte bună a pragului de amorsare şi printr-o valoare redusă a curentului invers de emitor şi a curentului de emitor necesar amorsării. Aceste proprietăţi le fac adecvate pentru realizarea unor relee de timp de o bună precizie şi totodată foarte simple.

În figura 9.19 este reprezentată schema unui releu de timp cu un TUJ, care comandă un tiristor, cu rol de element bistabil. Dioda Zener D_z stabilizează tensiunea la bornele circuitului de temporizare. Acţiunea de temporizare începe în momentul închiderii contactului de alimentare K_1.

Dacă încărcarea condensatorului porneşte de la condiţii iniţiale nule, atunci amorsarea TUJ-ului se produce în momentul corespunzător satisfacerii egalităţii

$$\eta U_z = U_z(1 - e^{-t/RC}), \qquad (9.22)$$

din care pentru intervalul de temporizare rezultă

$$T_0 = RC \ln \frac{1}{1 - \eta}, \qquad (9.23)$$

unde η este raportul intrinsec de divizare a TUJ-ului.

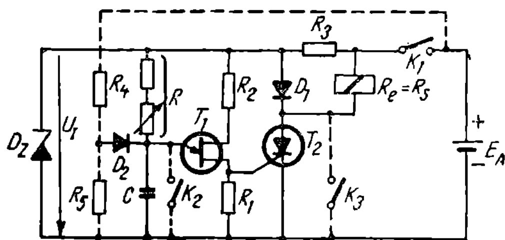


Fig. 9.19. Releu de timp cu un tranzistor unijoncţiune.

Valoarea maximă a temporizării care se poate obţine cu acest montaj depinde de precizia impusă pentru această temporizare, de valoarea curentului de vîrf al TUJ-ului, de calitatea condensatorului C, de curentul invers de emitor al TUJ-ului la temperatura maximă a mediului.

Dacă sînt necesare temporizări mari, pentru C vor rezulta valori mari. În asemenea cazuri se recomandă utilizarea unor condensatoare cu tantal, cu curenţi de fugă mici.

În cazul utilizării condensatoarelor electrolitice sau a celor cu tantal, apare efectul de formare a capacităţii sub tensiunea aplicată, efect care se petrece în timp. În funcţie de valoarea temporizării alese, valoarea efectivă a capacităţii poate să rezulte diferită de la un caz la altul. Pentru evitarea acestui efect, se recomandă polarizarea condensatorului în stare de repaus a releului cu o tensiune coborîtă, ceea ce se poate face cu ajutorul unui divizor de tensiune rezistiv R_4, R_5 cu o rezistenţă internă mică, conectat printr-o diodă D_2 la bornele condensatorului.

În cazul în care montajul funcţionează ciclic, este necesar ca după realizarea unei temporizări încărcarea condensatorului să pornească mereu de la aceleaşi condiţii iniţiale, de la o valoare cît mai redusă a tensiunii, iar tiristorul trebuie să fie readus în starea lui de blocare.

Prima cerinţă se realizează prin deschiderea diodei D_1 în momentul amorsării lui T_2, ceea ce face ca tensiunea aplicată lui T_1 să fie o tensiune egală cu suma căderilor de tensiune pe D_1 şi T_2, deci sub 2 V. În acest caz tensiunea la bornele lui C în momentul amorsării lui T_2 va avea o valoare de aproximativ η ori această tensiune, deci circa 1 V. Dacă în schemă se prevede contactul K_2, prin închiderea acestuia condensatorul se descarcă complet, deci încărcarea lui începe de la condiţii iniţiale nule.

Dacă se prevede circuitul de polarizare iniţială a condensatorului, atunci încărcarea condensatorului va porni de la valoarea tensiunii de polarizare iniţială.

Blocarea tiristorului se poate face fie prin deschiderea pentru un scurt timp al lui K_1, fie prin şuntarea lui T_2 printr-un contact K_3, care se prevede în schemă facultativ.

9.2.2.4. Releu de timp integrat

Temporizatorul integrat tip 555 (fig. 9.20) pare complicat, dar progresul tehnologiei şi proiectarea atentă îl fac să fie destul de ieftin. El conţine două comparatoare cu tensiuni de referinţă diferite date de divizorul cu trei rezistenţe R, un *CBB* comandat de comparatoare şi un etaj amplificator de ieşire. Cu un număr mic de componente exterioare se pot realiza temporizări în domeniu foarte larg (10 μs — 10 s) cu funcţionare ca *CBM* (*b*) sau *CBA* (*c*). În *CBM*, în starea stabilă C este descărcat şi $U_{ieş} \cong 0$ datorită stării *CBB*. Cînd se aplică un impuls negativ de comandă, comparatorul *2* determină bascularea *CBB* şi creşterea $U_{ieş}$. T_{14} nu mai scurtcircuitează C, şi acesta se încarcă prin R_A. Cînd $U_C \cong \frac{2}{3}E$, comparatorul *1* comandă revenirea *CBB* în starea iniţială şi descărcarea rapidă a lui C prin T_{14}. La *CBA* impulsul de comandă este dat chiar de C.

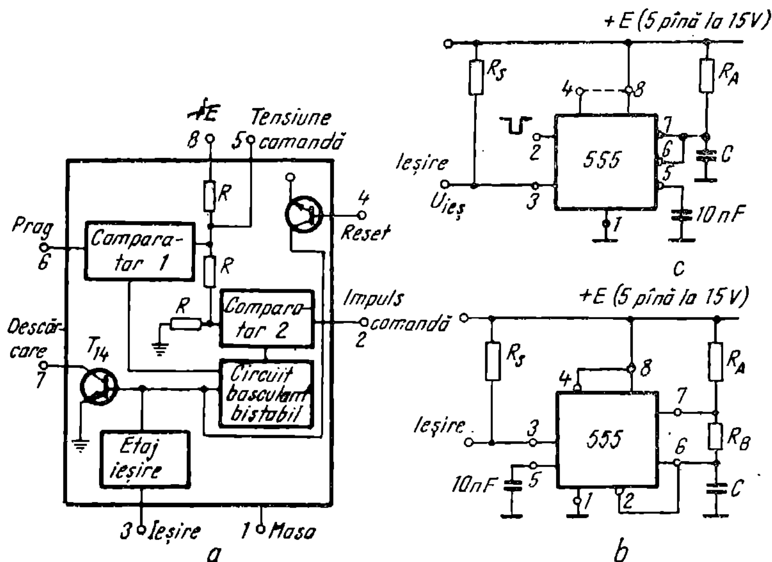


Fig. 9.20. Releu de timp integrat tip 555:
a — schema bloc; b — CBM; c — CBA.

9.2.2.5. Releu de timp cu numărătoare

Pentru temporizări foarte mari, releele analogice dau temporizări nesigure. Se folosesc relee de timp cu numărătoare, care divizează frecvența unui oscilator-pilot (de exemplu un oscilator de relaxare *OR* cu TUJ) sau frecvența rețelei.

Releul din figura 9.21 conține un *OR*, un *CBB* formator de impulsuri și *N* divizoare de frecvență *DF* cu TUJ. Divizoarele au rapoarte de divizare

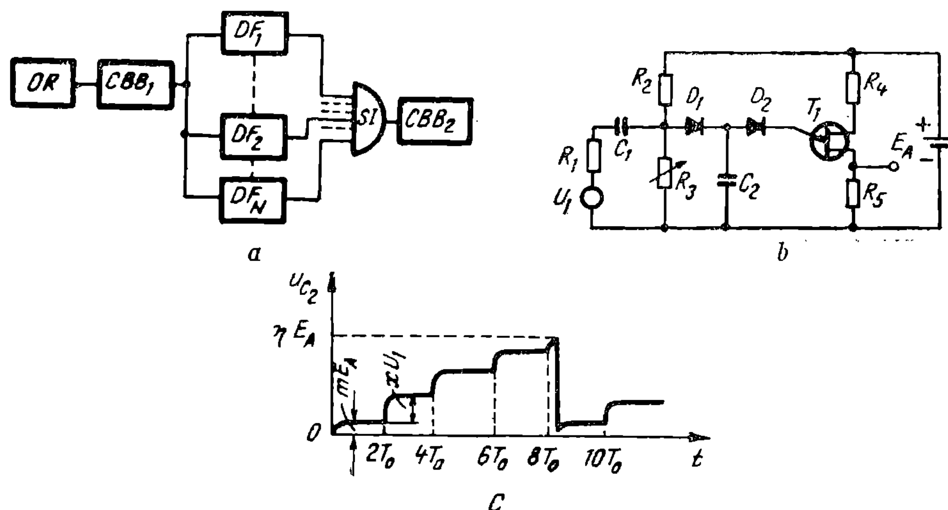


Fig. 9.21. Releu de timp cu divizoare de frecvență cu TUJ:
a — schema bloc; b — schema unui divizor de frecvență; c — forma de undă a tensiunii pe condensatorul C_2.

numere prime între ele (de exemplu 5, 7, 8, 9, 11) și conduc la un circuit *ȘI*. Acesta dă semnal la ieșire numai cînd a primit semnale pe toate intrările, deci cu o perioadă de $5 \times 7 \times 8 \times 9 \times 11$ ori mai mare decît la intrarea divizoarelor.

Divizoarele cu TUJ încarcă C_2 cu aceeași sarcină la fiecare basculare a *CBB*, din starea „0" în starea „1", prin circuitul de derivare $C_1 — R_2 \| R_3$. Diodele D_1 și D_2 au curenți inverși foarte mici și împiedică descărcarea condensatorului în intervalele de timp între impulsurile de la intrare. Rezultă la bornele C_2 o tensiune în trepte. Cînd această tensiune atinge ηE, TUJ-ul amorsează și dă un impuls la ieșire.

9.2.3. RELEE FOTOELECTRONICE

Releele fotoelectronice acționează relee electromagnetice sau circuite electronice atunci cînd se modifică caracteristicile luminii: intensitatea, structura spectrală. Cel mai adesea releele fotoelectronice sînt acționate la apariția sau la dispariția luminii. Un fotoreleu este de fapt un releu de un tip sau altul, înzestrat cu un traductor lumină-curent. În calitate de traductoare se folosesc dispozitivele fotosensibile: fotodioda, elementul fotovoltaic, fototranzistorul, fototiristorul, fotorezistența. Sursele de lumină pot fi: lumina solară, becurile cu incandescență, tuburile cu descărcări în gaze, tuburile fluorescente sau diodele electroluminescente (LED).

Releele fotoelectronice au cele mai diferite utilizări ca: citirea benzilor sau cartelelor perforate, conectarea automată a iluminatului, barieră optică, atingerea și depășirea unui reper, comanda sensului turației unui motor mic de c.c., reglajul automat al temperaturii, numărarea automată a pieselor, indicator automat de nivel, exponometru automat, telefonia și telegrafia fotoelectrică ș.a.

În figura 9.22 este prezentat un fotoreleu care utilizează ca traductor o fotorezistență, iar ca element amplificator — un tranzistor.

În lipsa iluminării, conductivitatea fotorezistenței fiind foarte mică, curentul de bază este foarte mic, prin tranzistor circulînd practic curentul rezidual. La apariția fluxului luminos, valoarea rezistenței scade foarte mult, curentul de bază crește suficient pentru a asigura un curent de colector capabil să anclanșeze releul. Condensatorul *C* menține atras releul și după dispariția fluxului luminos cînd acesta este de scurtă durată. Cînd fotorezistența este neiluminată, releul R_e dezanclanșează, restabilind prin contactele normal închise r_1, circuitul exterior *1—1'*.

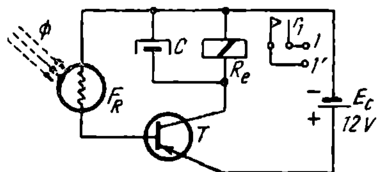


Fig. 9.22. Fotoreleu cu tranzistor.

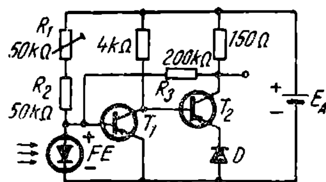


Fig. 9.23. Releu fotoelectronic pentru citirea benzilor perforate.

9.2.3.1. Releu fotoelectronic pentru citirea benzilor perforate

La calculatoarele electronice și la mașinile unelte cu comandă după program, introducerea programului și a instrucțiunilor se face foarte adesea cu ajutorul unor benzi perforate, care se citesc cu un dispozitiv optic. Citirea benzii perforate trebuie efectuată fără erori; altminteri, rezultatele operațiilor efectuate sînt compromise.

În figura 9.23 este reprezentată schema de principiu a *convertorului lumină-tensiune* al acestui releu fotoelectronic. Amplificatorul cu tranzistoarele T_1 și T_2 are o reacție pozitivă de tensiune, realizată prin rezistența R_3. Datorită acestei reacții pozitive, fiecare dintre tranzistoare este ori la saturație, ori blocat. Datorită acestui fapt, disipația tranzistoarelor este mică, iar stabilitatea punctului de funcționare al tranzistoarelor este bună.

În lipsa iluminării fotoelementului, rezistența lui este mare, iar curentul determinat de rezistențele $R_1 + R_2$ și R_3 aduce tranzistorul T_1 la saturație. Tranzistorul T_2 este blocat, deoarece tensiunea de saturație a lui T_1 nu este suficientă pentru a deschide joncțiunea bază-emitor a lui T_2 în serie cu dioda de siliciu D, care joacă rolul unui element de prag.

În prezența iluminării, fotoelementul generează o tensiune electromotoare pozitivă și totodată preia o parte din curentul care trecea prin baza tranzistorului T_1. Drept rezultat T_1 iese din saturație, se deschide T_2, iar creșterea potențialului lui de colector reduce în continuare curentul de bază al lui T_1. Acest proces continuă în avalanșă. În final, T_2 intră în saturație, iar T_1 se blochează.

9.2.3.2. Releu fotoelectronic pentru conectarea iluminatului public

Conectarea iluminatului public la lăsatul serii, respectiv deconectarea lui la apariția zorilor, se poate face automat, prin măsurarea gradului de iluminare al teritoriului în cauză cu ajutorul unui fotoelement, care comandă un releu electronic.

Schema de principiu a acestui releu fotoelectronic este reprezentată în figura 9.24.

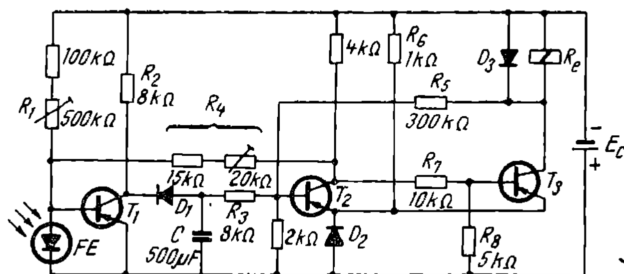


Fig. 9.24. Releu fotoelectronic pentru conectarea iluminatului public.

În prezența iluminării, datorită t.e.m. produse de fotoelementul *FE*, tranzistorul T_1 este blocat și condensatorul C se încarcă prin R_2 și D_1 la $-E_C$. Tranzistorul T_2 este la saturație, iar T_3 este blocat și releul R_e neacționat.

La scăderea iluminării, la un moment dat T_1 se deschide, D_1 se blochează, iar sub acțiunea tensiunii lui C, T_2 rămîne încă un timp în saturație, apoi intră în regiunea sa activă, rezultînd reducerea potențialului lui de colector. Prin legătura de reacție cu R_4, această scădere se transmite bazei lui T_1 care va intra în saturație. Prin ieșirea din conducție a lui T_2, T_3 se deschide și potențialul lui de colector crește. Această creștere de potențial se transmite bazei lui T_2, accelerînd procesul de blocare. Dioda D_2 menținută în stare de conducție pronunțată de către rezistența R_6 constituie sursa de polarizare pozitivă necesară pentru blocarea lui T_2 și T_3.

O condiție esențială pe care trebuie să o îndeplinească acest dispozitiv este excluderea acționării false de către variații de scurtă durată ale iluminării, care ar putea fi produse de zborul în fața fotoelementului al unei păsări, sau de iluminarea fotoelementului de către lumina reflectată de la farul unui automobil. Datorită prezenței condensatorului C, variațiile de scurtă durată ale iluminării fotoelementului nu pot produce modificarea stării de conducție a tranzistorului T_2.

9.2.3.3. Relee electronice pentru utilizări în produse de larg consum

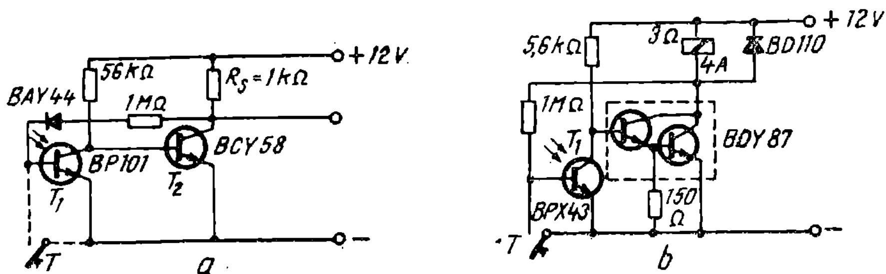
Folosind un fototranzistor, se pot realiza circuite basculante (fig. 9.25) bistabile (*a*, *b*) sau monostabile (*c*) utilizabile de exemplu, pentru deschiderea ușii garajului cînd ea este iluminată de farurile automobilului. În repaus, T_1 este blocat, iar T_2 — saturat. Cînd T_1 este luminat, circuitul basculează. *CBB* rămîne în această stare pînă la închiderea întreruptorului *T*, iar *CBM* revine după un timp în starea inițială. Circuitul *b* poate comuta un curent mai mare. El poate fi folosit, de exemplu, ca protecție anti-vol : cînd lumina puternică a unei lanterne este îndreptată spre broasca ușii, o sonerie începe să sune și nu încetează nici după stingerea luminii.

9.2.3.4. Circuit pentru controlul și menținerea constantă a iluminării locurilor de muncă

În numeroase activități în care se cere o muncă de precizie solicitarea organului vizual este deosebită. Menținerea unei iluminări constante pe planul de lucru nu reprezintă numai o măsură de reducere a oboselii, ci și o condiție necesară desfășurării activității.

În figura 9.26 se prezintă un circuit pentru comanda intrării în funcțiune a iluminatului local. Comanda triacului *Tr* se face prin diacul *D*, comandat de fotorezistența *F*.

Cu ajutorul potențiometrului P_1 se reglează luminozitatea locului de muncă la valoarea dorită, alegînd astfel un anumit unghi de deschidere al triacului. La o modificare a iluminatului ambiant, se produce o modificare a rezistenței *F* și implicit a unghiului de deschidere. Se reușește în acest fel o creștere sau o diminuare a strălucirii lămpii și deci o menținere constantă a nivelului de iluminare local.



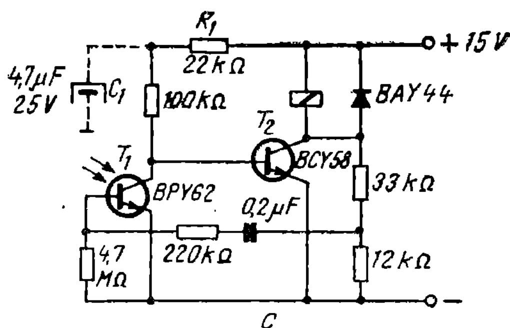


Fig. 9.25. Circuite basculante cu fototranzistor:
a, *b* — CBB; *c* — CBM.

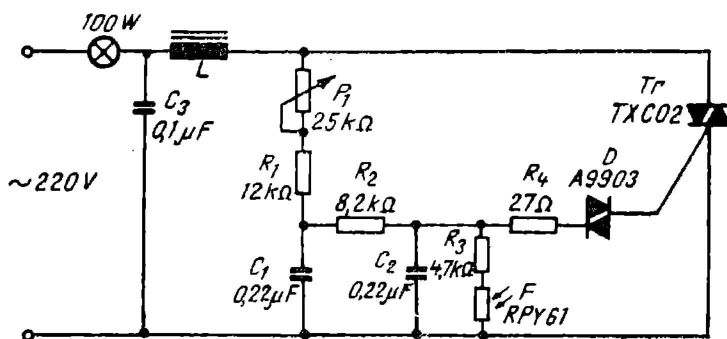


Fig. 9.26. Circuit cu triac și diac pentru comanda iluminatului.

9.2.3.5. Circuit pentru comanda iluminatului de rezervă

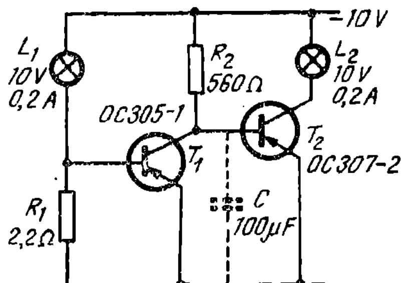


Fig. 9.27. Circuit cu tranzistoare pentru comanda iluminatului de rezervă.

În cazul iluminatului de siguranță, o întrerupere accidentală a filamentului lămpii provoacă suprimarea acestuia. Pentru evitarea unor asemenea situații se pot prevedea circuite care comandă aprinderea automată a unei lămpi de rezervă, menită să înlocuiască pe cea defectă. Un asemenea exemplu este prezentat în schema din figura 9.27.

Lampa L_1 este utilizată în serviciu normal. Cît timp este aprinsă, tranzistorul T_1 este conductor iar tranzistorul T_2 blocat. Dacă filamentul lămpii L_1 se întrerupe, polarizarea bazei tranzistorului T_1 este modificată, acesta blocîndu-se. Ca urmare, potențialul bazei tranzistorului T_2 modificîndu-se, acesta devine conductor și provoacă aprinderea lămpii L_2.

Alimentînd lampa L_1 dintr-o sursă alternativă separată și de tensiune oarecare, după ce s-a modificat convenabil rezistența R_1 și s-a conectat totodată un condensator C, montajul poate fi folosit pentru aprinderea automată a iluminatului de siguranță.

9.2.4. CIRCUITE DE SEMNALIZARE ȘI PROTECȚIE ÎN REȚELELE ELECTRICE

Pentru semnalizarea defectelor de izolație în rețelele electrice trifazate de medie tensiune cu neutrul izolat sînt folosite diverse tipuri de circuite sau aparate de protecție.

O categorie de aparate pentru protecția împotriva punerilor la pămînt folosesc fenomenele tranzitorii care iau naștere în cazul punerii la pămînt a unei faze.

Dezavantajul acestor aparate de protecție este faptul că funcționarea lor nu se poate repeta pe toată durata existenței punerii la pămînt cînd fenomenele electrice sînt stabilizate.

Pentru sesizarea liniei cu o fază pusă la pămînt se poate folosi semnul unghiului de defazaj dintre curentul de defect și tensiunea de deplasare. În cazul liniei defecte curentul omopolar obținut cu ajutorul filtrului omopolar de curent este defazat înaintea tensiunii de deplasare cu un unghi de aproape 90° în cazul rețelelor trifazate cu neutrul izolat sau compensat în regim de subcompensare. Curentul omopolar al liniilor sănătoase este defazat în urma tensiunii.

Aparatele de protecție împotriva punerii la pămînt bazate pe unghiul de defazaj dintre curentul de defect și tensiunea de deplasare posedă un discriminator de fază. Acesta este un detector alimentat cu două tensiuni de aceeași frecvență dar avînd fazele diferite: una are faza în funcție de faza curentului omopolar, iar cealaltă are faza dependentă de aceea a ten-

siunii omopolare. De obicei, amplitudinile celor două tensiuni aplicate detectorului sensibil la fază sînt de asemenea diferite.

Funcționarea aparatului a cărui schemă este prezentată în figura 9.28, se bazează pe folosirea componentei tranzitorii a curentului ce apare în linii la punerea la pămînt a unei faze. Linia defectă se determină după sensul primei semiperioade a curenților omopolari din liniile protejate. În prima semiperioadă a procesului tranzitoriu, sensul curentului omopolar al liniei defecte este opus sensurilor curenților omopolari ai liniilor sănătoase. Stabilirea și compararea sensurilor curenților omopolari din prima semiperioadă se face cu ajutorul unui dispozitiv electronic ce acționează un sistem de semnalizare optică.

Aparatul este compus din două părți identice M și M'. Fiecare parte cuprinde cîte un circuit bistabil realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2, respectiv T_1' și T_2' și cîte un tranzistor de blocare T_3, respectiv T_3'. În circuitul colectorului tranzistorului T_2 și al tranzistorului T_2' se află cîte un releu electromagnetic R_e și R_e', care comandă aprinderea lămpilor de semnalizare L respectiv L'.

În starea inițială tranzistoarele T_2 și T_2' sînt blocate iar T_1 și T_1' în conducție. Trecerea circuitului bistabil dintr-o stare în cealaltă se produce prin aplicarea unui impuls negativ pe baza tranzistorului blocat.

La apariția curentului omopolar, prin transformatorul de adaptare Tr și prin diodele D_1 sau D_1' se aplică un semnal negativ fie pe baza tranzistorului T_2 fie pe baza tranzistorului T_2' în funcție de sensul primei semiperioade a curentului omopolar. Circuitul bistabil la care s-a aplicat semnalul basculează, releul electromagnetic acționează și comandă aprinderea lămpii de semnalizare corespunzătoare acestui releu.

Fig. 9.28. Schema aparatului pentru semnalizarea punerii la pămînt.

Lămpile de semnalizare sînt dispuse pe două şiruri. La o punere la pămînt se aprinde pe unul din rînduri un singur bec corespunzător liniei defecte. După bascularea unuia din cele două circuite bistabile, corespunzător semnului primei semiperioade a curentului omopolar, pentru ca să nu acţioneze şi al doilea circuit bistabil la semiperioada următoare a curentului omopolar acesta se blochează în poziţia iniţială, datorită tranzistoarelor de blocare T_3 sau T_3'. Circuitele de colector ale tranzistoarelor T_3 şi T_3' se conectează în circuitele de emitor ale tranzistoarelor circuitelor bistabile T_2, respectiv T_2'. Tensiunile de polarizare pe bazele tranzistoarelor T_3 respectiv T_3' se aplică printr-un divizor de tensiune de la rezistenţele de colector ale tranzistorului T_2' respectiv T_2. În acest fel tranzistoarele T_3 şi T_3' sînt deschise atît timp cît tranzistoarele T_2 şi T_2' ale circuitelor bistabile sînt blocate. În momentul cînd unul din circuite, de exemplu circuitul bistabil M, basculează, tranzistorul T_2 se deschide: tensiunea de colector a acestuia scade şi prin rezistenţele R_9, R_8' ce formează un divizor de tensiune se aplică bazei tranzistorului T_3' o tensiune pozitivă faţă de emitor care îl blochează. Datorită acestui fapt nu mai este posibilă bascularea circuitului bistabil M' la aplicarea impulsului negativ pe baza tranzistorului T_2'.

După înlăturarea punerii la pămînt circuitele bistabile se readuc în starea iniţială prin acţionarea butonului B_1, aparatul fiind astfel pregătit pentru primirea unui nou semnal.

Sensibilitatea la curentul omopolar a aparatului se poate regla la valoarea dorită prin alegerea prizei corespunzătoare a transformatorului de adaptare Tr şi a valorii rezistenţei de emitor a circuitelor bistabile.

Diodele Zener D_z şi D_z' împreună cu rezistenţele R_{11} şi R_{11}' limitează valoarea tensiunilor de intrare aplicate circuitelor basculante la 8,5—9 V.

Pe acelaşi principiu este realizat releul direcţional tranzistorizat *RDT* a cărui schemă bloc este prezentată în figura 9.29.

Selectivitatea aparatului se obţine datorită faptului că prima semialternanţă a curentului tranzitoriu care apare în curentul de defect la punerea la pămînt a unei faze este în fază cu tensiunea omopolară. Releul memorează funcţionarea sa în prima alternanţă a curentului care urmează apariţiei punerii la pămînt şi nu mai reacţionează la fenomenele următoare. După dispariţia punerii la pămînt releul revine automat în starea iniţială fiind pregătit pentru o nouă funcţionare. Releele montate pe liniile fără defecte de izolaţie avînd prima alternanţă a curentului tranzitoriu în opoziţie de fază faţă de tensiunea omopolară, se blochează.

Aparatul este alcătuit dintr-un discriminator de fază, un circuit logic de comandă şi circuitul de alimentare în curent continuu. Discriminatorul de fază cuprinde transformatorul de curent omopolar *TC* şi transformatorul de tensiune omopolară *TT*, fiecare avînd cîte două înfăşurări secundare, două redresoare în punte şi un filtru.

În cazul cînd punerea la pămînt se produce pe linia protejată, de la discriminatorul de fază se obţine un impuls negativ care este amplificat de amplificatorul A_1 şi trecut printr-un circuit de coincidenţă *ŞI*. Semnalul de la ieşirea acestuia este amplificat de amplificatorul A_2 şi aplicat circui-

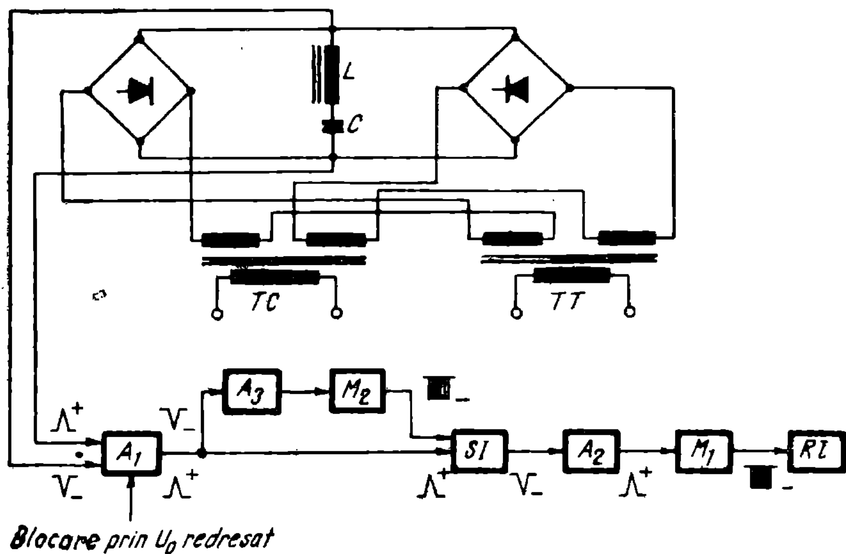


Fig. 9.29. Schema bloc a releului direcţional tranzistorizat RDT:
TC — transformator de curent omopolar; TT — transformator de tensiune omopolară; A_1, A_2, A_3 — amplificatoare; ŞI — circuit de coincidenţă; M_1, M_2 — circuite basculante monostabile; RI — circuit de comandă cu releu de acţionare.

tului basculant monostabil M_1. Acesta basculează şi trimite un impuls circuitului de comandă care acţionează releul de declanşare.

Dacă punerea la pămînt se produce pe o altă linie, de la discriminatorul de fază se obţine în primul moment un impuls pozitiv, care este amplificat de amplificatorul A_1. La ieşirea acestuia se obţine un impuls negativ care este amplificat de amplificatorul A_3 şi care basculează circuitul monostabil M_2. Impulsul negativ obţinut la ieşirea acestuia blochează circuitul de coincidenţă pe întreaga perioadă de basculare a monostabilului (100 ms), astfel încît următoarele impulsuri sosite de la discriminatorul de fază nu mai pot trece prin circuitul de coincidenţă, indiferent de semnul lor. După 40 ms de la apariţia primului impuls amplificatorul A_1 este blocat prin tensiunea de deplasare U_0, redresată, astfel încît impulsurile de la discriminator nu mai pot fi aplicate circuitului de coincidenţă, independent de starea circuitului basculant monostabil M_2, deci întreaga schemă este blocată şi releul de declanşare nu acţionează.

Aparatul pentru protecţia selectivă împotriva punerii la pămînt (ASP-1), realizat la ICSPM, semnalizează şi deconectează automat linia dintr-o reţea trifazată de medie tensiune cu neutrul izolat în cazul punerii la pămînt a unei faze.

Funcţionarea aparatului se bazează pe utilizarea tensiunii de deplasare şi a curentului omopolar, selectivitatea protecţiei fiind obţinută prin determinarea sensului unghiului de defazaj dintre aceste două mărimi. Tensiunea obţinută în secundarul transformatorului de curent şi tensiunea de deplasare obţinută în secundarul transformatorului de tensiune sînt transformate în impulsuri de formă convenabilă pentru a se putea determina sensul defa-

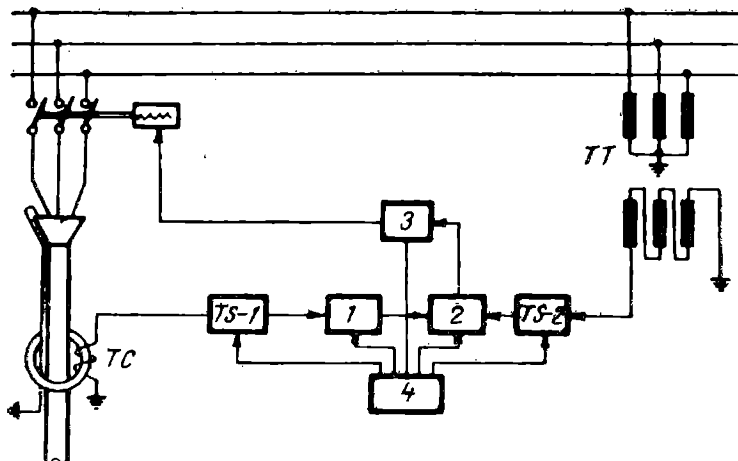


Fig. 9.30. Schema de principiu a aparatului pentru protecția selectivă împotriva punerilor la pămînt ASP-1 :

TC — transformator de curent ; *TT* — transformator de tensiune ; *1* — circuit de formare ; *2* — monostabil ; *3* — circuit de comandă ; *4* — circuit de alimentare ; TS_1, TS_2 — trigger Schmitt.

zajului dintre ele. În cazul existenței unei puneri la pămînt pe linia protejată, ca rezultat al comparării fazelor se produce un impuls care este transmis unui circuit de comandă ce acționează releul de semnalizare sau de deconectare a întrerupătorului liniei respective.

Modul de funcționare al aparatului se poate urmări pe schema bloc a acestuia prezentată în figura 9.30. Fluxul magnetic variabil produs de curentul omopolar ce apare în cazul unui defect de izolație induce în secundarul transformatorului omopolar de curent o tensiune proporțională cu acest curent ce se aplică circuitului basculant Schmitt *1*. Cînd curentul de defect depășește o anumită mărime, tensiunea aplicată circuitului basculant Schmitt *1* depășește pragurile de basculare ale acestuia și la ieșirea circuitului se obțin impulsuri avînd forma dreptunghiulară. Aceste impulsuri sînt aplicate unui circuit de formare care conține un circuit de diferențiere. Se obține în acest fel cîte un impuls ascuțit pentru fiecare semiperioadă a tensiunii de intrare. Faza acestui impuls ascuțit depinde de faza tensiunii de intrare.

Tensiunea obținută în secundarul transformatorului de tensiune se aplică circuitului basculant Schmitt *2*, la ieșirea căruia se obțin de asemenea, impulsuri dreptunghiulare. Cele două feluri de impulsuri se aplică printr-un montaj de coincidență unui circuit monostabil care basculează în cazul cînd impulsul ascuțit obținut la ieșirea circuitului de diferențiere are aceeași polaritate cu impulsul dreptunghiular obținut prin transformarea tensiunii omopolare.

Impulsurile obținute, datorită basculării circuitului monostabil, sînt redresate și aplicate circuitului de comandă care, la rîndul său, acționează un releu, care prin contactele sale comandă bobina întrerupătorului de linie, provocînd declanșarea acestuia.

În cazul cînd defectul de izolaţie se află pe altă linie, la ieşirea circuitului de coincidenţă nu se obţine nici un impuls, circuitul monostabil nu este acţionat şi releul de semnalizare sau de declanşare nu funcţionează.

9.3. CONTACTOARE STATICE

Contactoarele statice servesc pentru închiderea sau deschiderea circuitelor electrice de curent alternativ sau de curent continuu şi se folosesc în special atunci cînd intervin puteri mari. De regulă, ele nu au contacte în mişcare (relee electromagnetice), de aceea au fiabilitate mare, durată lungă de funcţionare, gabarit redus, întreţinere simplă, rezistenţă la şocuri şi vibraţii, răspuns foarte rapid la comenzi, putere de comandă mică şi pot lucra în mediu exploziv sau coroziv.

Contactoarele statice pot întrerupe şi conecta sarcina la comenzi individuale sau periodice. În componenţa lor intră tiristoare, tiristoare cu revenire, fototiristoare, triacuri, ignitroane.

În funcţie de modul de construcţie şi comandă a contactoarelor statice ele pot servi pentru realizarea alimentării diverselor receptoare de energie cu putere constantă sau variabilă, pentru realizarea protecţiei unor circuite sau instalaţii, pentru realizarea unor generatoare secvenţiale de putere (distribuitoare) etc.

9.3.1. CONTACTOARE STATICE DE CURENT ALTERNATIV

În figura 9.31, *a*, este reprezentat un circuit serie *LR* prevăzut cu un contactor static de curent alternativ avînd două tiristoare în montaj antiparalel. În locul acestui contactor se poate utiliza oricare tip de contactor static de curent alternativ, la care controlul dispozitivelor electronice comandate se poate face la un moment arbitrar al fiecărei semialternanţe a tensiunii de alimentare.

Luînd ca origine momentul trecerii prin zero spre valori pozitive a tensiunii de alimentare, ecuaţia diferenţială a circuitului, începînd cu momentul în care se dă comanda pentru tiristorul T_1, are forma :

$$L\frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}U \sin \omega t. \tag{9.24}$$

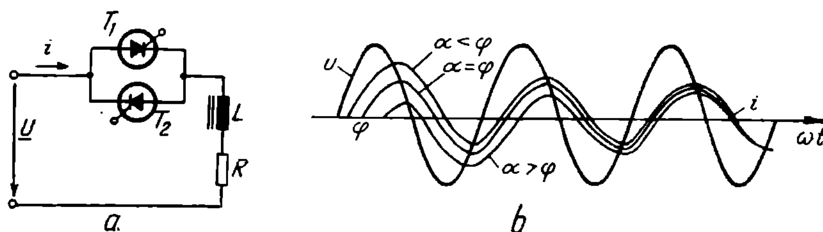


Fig. 9.31. Contactor static de c.a. :
a — circuit serie *LR* alimentat printr-un contactor static cu două tiristoare antiparalel ; *b* — influenţa momentului de închidere a circuitului asupra desfăşurării regimului tranzitoriu.

Soluţia acestei ecuaţii este suma dintre un termen corespunzător regimului permanent şi un termen corespunzător regimului tranzitoriu :

$$i = i_p + i_t. \tag{9.25}$$

Soluţia de regim permanent este

$$i_p = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi), \tag{9.26}$$

în care :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R} = \omega \tau. \tag{9.27}$$

Soluţia corespunzătoare regimului tranzitoriu se poate deduce cunoscînd soluţia de regim permanent şi condiţiile iniţiale din circuit. La comanda tiristorului T_1 în momentul $\omega t = \alpha$, din cauza inductanţei, curentul din circuit este zero. Astfel pentru soluţia de regim tranzitoriu rezultă :

$$i_t = -i_p(\alpha) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega \tau}} = -\frac{\sqrt{2}U e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\omega \tau}}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\alpha - \varphi), \tag{9.28}$$

în care :

$$\tau = \frac{L}{R}. \tag{9.29}$$

Soluţia generală a ecuaţiei diferenţiale a circuitului este :

$$i = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t - \varphi) - e^{-\frac{R}{\omega t}(\omega t - \alpha)} \sin(\alpha - \varphi)\right]. \tag{9.30}$$

În figura 9.31, *b* este arătat modul de variaţie al curentului în circuit pentru trei valori ale unghiului de comandă α la un unghi de fază φ de valoare moderată.

Tiristoarele lucrează într-un regim de *comandă menţinută* (la ieşirea tiristorului T_1 din conducţie se comandă tiristorul T_2, iar la încetarea conducţiei prin acesta se comandă T_1 şi aşa mai departe). La acest mod de funcţionare contactorul static este echivalent cu un contact mecanic închis.

Se observă că în cazul particular $\alpha = \varphi$, termenul tranzitoriu din soluţia generală a curentului dispare, deci în circuit se stabileşte de la început regimul permanent. În cazul în care $\alpha < \varphi$, termenul tranzitoriu este pozitiv, deci după comanda contactorului static primele amplitudini pozitive sînt mai mari decît cele negative, iar în cazul $\alpha > \varphi$ situaţia este inversă.

Dacă $\varphi \cong 90°$ (sarcina puternic inductivă) şi $\alpha = 0$, din ecuaţia (9.30) se vede uşor că primul maxim al curentului are valoarea dublă faţă de valoarea maximă în regim permanent şi are loc la $\omega t \cong \frac{\pi}{2}$. Dacă comanda tiristorului T_1 se face la un unghi $\alpha = 180°$, amplitudinea primei semialternanţe negative a curentului este de asemenea egală cu dublul amplitudinii curentului de regim permanent.

Contactoarele statice de curent alternativ cu control de fază cu comanda menținută își găsesc aplicații largi la instalațiile de încălzire electrică, cuptoarele electrice, iluminatul electric, sudura prin puncte etc.

În cazul în care nu se urmărește controlul puterii comunicate sarcinii în decurs de o alternanță, ci numai închiderea și deschiderea circuitului sarcinii, se poate recurge la folosirea contactoarelor statice cu funcționare de tip *închis-deschis*, care necesită circuite de comandă mai simple. Pentru a realiza în acest caz reglajul puterii medii transmise sarcinii, se recurge la o *comandă intermitentă* a contactorului static, cu o durată de conducție, respectiv de blocare variabilă. În cazul sarcinilor puternic inductive nu se recomandă folosirea contactoarelor statice de curent alternativ de tip închis-deschis deoarece pe durata regimului tranzitoriu poate să apară o solicitare suplimentară însemnată a dispozitivelor electronice de comutație din componența contactorului, o creștere a puterii dezvoltate în sarcină, acționarea nedorită a aparatelor de protecție ale instalațiilor.

În figura 9.32 sînt reprezentate cinci tipuri de contactoare statice de curent alternativ monofazate echipate cu tiristoare.

Contactorul din figura 9.32, *a*, folosește două tiristoare în montaj antiparalel. Fiecare tiristor permite circulația curentului într-un singur sens, deci prin cele două tiristoare pot circula ambele alternanțe ale curentului alternativ.

Acest contactor se caracterizează prin folosirea unui număr redus de piese, în schimb, pentru cele două tiristoare, sînt necesare două circuite de comandă izolate galvanic între ele. În regim permanent fiecare dintre tiristoare poate fi în conducție cel mult timp de o jumătate de perioadă a curentului alternativ. Căderea de tensiune pe contactorul static este egală cu căderea de tensiune pe un singur element.

La acest tip de contactor, în cazul apariției unei supratensiuni din partea rețelei sau din partea sarcinii, dacă tiristorul care este polarizat în sens direct de către această tensiune nu amorsează prin efect de depășire a ten-

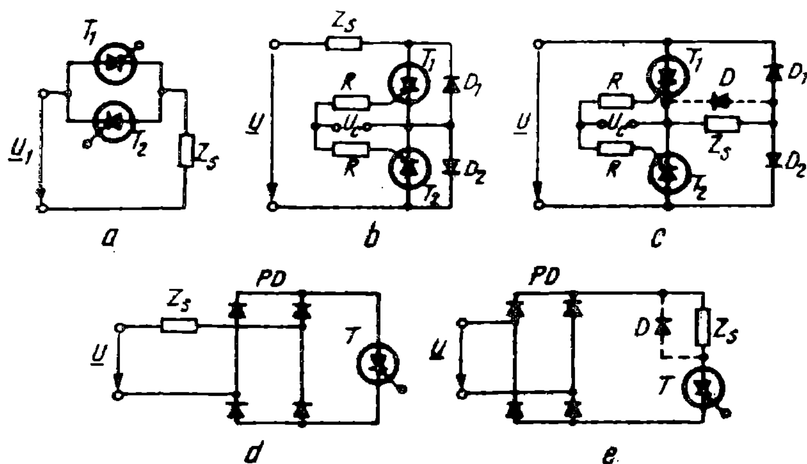


Fig. 9.32. Contactoare statice cu tiristoare.

siunii anodice critice de amorsare sau prin efect $\frac{du}{dt}$, celălalt tiristor poate fi străpuns.

În figura 9.32, *b*, este reprezentată schema unui contactor static cu o punte de redresare semicomandată, la care sarcina este conectată în serie cu intrarea în c.a. a punţii. Prezenţa diodelor în conexiune antiparalel pe tiristoare nu permite apariţia unor tensiuni de polaritate inversă pe acestea, ci numai a unei tensiuni de sens direct. Deci apariţia supratensiunilor poate produce amorsarea tiristoarelor prin efect de depăşire a tensiunii anodice critice de amorsare sau prin efect $\frac{du}{dt}$, dar acest mod de amorsare conduce la distrugerea tiristoarelor numai atunci cînd în momentul amorsării valoarea vitezei de creştere a curentului depăşeşte circa 10% din valoarea vitezei de creştere maxim admisibilă în regim de comandă pe poartă pentru aceste tiristoare.

Prin prevederea unor grupuri serie *RC* în paralel cu tiristoarele se poate reduce în mod convenabil mărimea lui $\frac{du}{dt}$ pe tiristoare.

La contactorul static reprezentat în figura 9.32, *c*, cele două tiristoare împreună cu diodele D_1 şi D_2 alcătuiesc o punte de redresare semicomandată, în a cărei diagonală de ieşire este conectată sarcina Z_s. Astfel în sarcină circulă un curent redresat. Dacă sarcina este inductivă este convenabil să se prevadă dioda de nul *D*.

Din cauza diodelor D_1 şi D_2 la apariţia unei supratensiuni de o anumită polaritate, neglijînd căderea de tensiune pe sarcină produsă de curentul rezidual al tiristorului polarizat direct, această supratensiune apare practic integral pe acest tiristor, iar celălalt tiristor va fi polarizat invers, dar foarte slab.

Dacă tiristorul polarizat direct va amorsa sub efectul supratensiunii, la bornele sarcinii apare tensiunea liniei de alimentare din acest moment, care este în sensul de polarizare inversă a celuilalt tiristor. În general, datorită apariţiei curentului de sarcină se produce o scădere a valorii supratensiunii liniei, ceea ce uneori poate elimina pericolul străpungerii tiristorului polarizat invers.

La ultimele două contactoare prezentate, căderea de tensiune pe contactor este egală cu suma căderii de tensiune pe un tiristor şi pe o diodă. Întrucît catozii tiristoarelor sînt legaţi împreună, se poate folosi o sursă de comandă comună pentru cele două tiristoare, dar ţinînd seama de dispersia caracteristicilor tiristoarelor, se recomandă legarea în serie cu porţile tiristoarelor a rezistenţelor de egalizare *R*.

În figurile 9.32, *d* şi 9.32, *e*, sînt reprezentate schemele a două contactoare statice cu o punte de diode *PD* şi un singur tiristor, avînd sarcina pe partea de curent alternativ, respectiv pe partea de curent continuu. Aici cu preţul a patru diode se face o economie de un tiristor, dar tiristorul trebuie să conducă ambele alternanţe ale curentului alternativ.

La schemele la care fiecare tiristor conduce numai una din cele două alternanţe ale curentului de sarcină, între două intervale de conducţie ale unui tiristor există o pauză egală cu cel puţin o jumătate de perioadă. La această schemă din cauza valorii mult mai mici a acestei pauze (în cazul

particular $\alpha = \varphi$ pauza practic lipsește) solicitarea termică a tiristorului este chiar mai mare decît dublă față de schemele cu două tiristoare.

În cazul figurii 9.32, *d*, dacă sarcina este inductivă, în momentul anulării curentului de sarcină la bornele tiristorului care iese din conducție apare brusc valoarea instantanee a tensiunii liniei din acel moment. Acest tiristor abia ieșit din conducție poate amorsa la o valoare mai mică a lui $\frac{du}{dt}$ decît un tiristor din componența unui contactor cu două tiristoare. Chiar dacă tiristorul suportă amorsarea prin efect $\frac{du}{dt}$, începînd cu acest moment se pierde controlul asupra comenzii lui și tiristorul va conduce tot timpul.

Căderea de tensiune pe contactoarele statice din aceste ultime două scheme este suma dintre căderea de tensiune pe două diode și un tiristor, deci este cea mai mare în cazul contactoarelor prezentate în figura 9.32. Din cauza punții de diode, nici la acest contactor nu poate apărea pe tiristor o tensiune de polarizare inversă.

În figura 9.33, este reprezentat un contactor static cu un triac. Intrarea în conducție a triacului se face la cîteva microsecunde după aplicarea semnalului de comandă pe poartă. Ieșirea din conducție a triacului se produce în momentul anulării naturale a curentului din circuitul principal, ceea ce în cazul sarcinilor rezistive se produce în momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative.

Comanda triacului se poate face cu ambele polarități ale tensiunii semnalului aplicat între poartă și catod (terminalul T_1), pentru ambele polarități ale tensiunii dintre anod și catod (între terminalele T_2 și T_1). Corespunzător celor patru combinații posibile ale polarităților tensiunii anodice și de poartă, triacul prezintă sensibilități de comandă diferite. Sensibilitatea comenzii este maximă cînd ambele tensiuni sînt pozitive, ceva mai mică este atunci cînd ambele sînt negative, iar sensibilitatea este cea mai mică atunci cînd tensiunea de poartă este pozitivă, iar tensiunea anodică este negativă.

Ca și tiristoarele, triacul amorsează la depășirea unei anumite tensiuni anodice, dar pentru ambele polarități ale acestuia. Această proprietate îi asigură o autoprotecție inerentă față de tensiunile tranzitorii care pot apărea în circuitul în care se găsește ; la apariția supratensiunilor triacul amorsează de la sine în loc să se străpungă.

Dacă această amorsare este necontrolată, atunci ea poate fi nedorită pentru sarcină și trebuie luate măsuri pentru eliminarea supratensiunilor pe triac care pot produce amorsarea lui. Grupul *RC* în paralel pe triac acționează în acest sens, constituind împreună cu sarcina, impedanța internă a sursei de supratensiune și impedanța conductoarelor de alimentare un divizor de tensiune. Totodată grupul *RC* realizează și o reducere a vitezei de creștere a tensiunii pe triac. Prezența grupului *RC* este indispensabilă în cazul sarcinilor puternic inductive, la care ieșirea din conducție a triacului se poate produce în apropierea maximului semialternanței următoare a tensiunii de alimentare, cînd pe triac apare brusc tensiunea sursei de alimentare din acel moment. Limitarea vitezei de creștere a tensiunii este

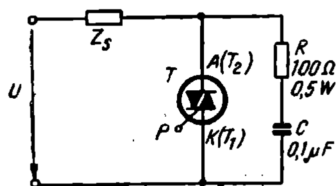


Fig. 9.33. Contactor static cu triac.

realizată de capacitatea C, iar rezistența R reduce curentul de descărcare al capacității în momentul amorsării triacului și totodată realizează amortizarea circuitului oscilant alcătuit din inductanța sarcinii și capacitatea C.

Contactoare statice trifazate. Pentru controlul puterii comunicate consumatoarelor trifazate, se pot folosi fie contactoare statice monofazate, care se conectează pe două sau pe toate cele trei faze de alimentare, fie contactoare specifice trifazate.

În figura 9.34 sînt reprezentate trei tipuri de contactoare statice trifazate, rezultate în urma conectării pe fiecare fază de alimentare a cîte unui contactor static monofazat. Schemele funcționează corect și în cazul în care distribuția se face folosind și firul neutru al rețelei.

În cazul în care contactorul static lucrează numai în regim închis-deschis și dacă lipsește firul neutru, o fază se poate conecta direct la sarcină. În acest caz sînt necesare numai două contactoare statice monofazate.

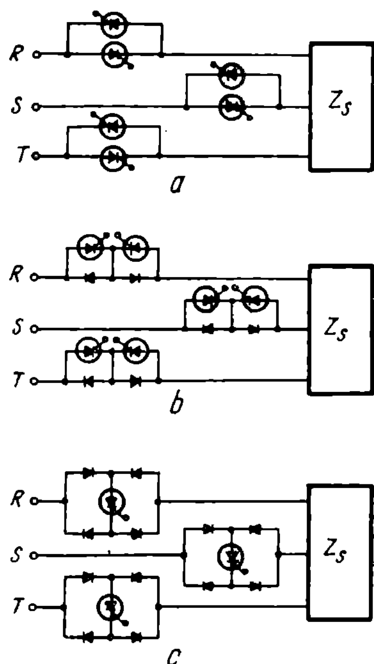


Fig. 9.34. Contactoare statice trifazate realizate pe bază de contactoare statice monofazate.

În figura 9.35 este reprezentată schema unui contactor static specific trifazat, folosind cîte un singur tiristor și o diodă în conexiunea antiparalel pe fiecare fază. Avînd în vedere că în orice moment considerat tensiunile pe cele trei faze ale unui sistem de distribuție nu pot fi toate trei de aceeași polaritate, pînă la aplicarea comenzii pe porțile celor trei tiristoare impedanța de sarcină nu se poate alimenta prin cele trei diode. La comanda tiristoarelor, curenții de linie circulă prin cîte două tiristoare și dioda de pe cea de a treia fază, respectiv printr-un tiristor și diodele de pe celelalte două faze.

Acest contactor se caracterizează printr-o deosebită simplitate, cădere de tensiune mică pe fiecare braț, iar datorită diodelor montate în paralel, există o protecție inerentă a tiristoarelor contra supratensiunilor în sensul de blocare a tiristoarelor.

În cazul sarcinilor trifazate, la care conexiunile celor trei sarcini de pe cele trei faze spre punctul neutru sînt accesibile, se poate utiliza contactorul static trifazat reprezentat în figura 9.36, de o deosebită simplitate.

Funcționarea schemei se poate urmări după formele de undă reprezentate în figura 9.37, care corespund unei sarcini rezistive simetrice. Aici s-a considerat cazul cel mai nefavorabil pentru tiristoare, corespunzător funcționării contactorului static cu comandă menținută.

Considerînd un moment oarecare A în care tensiunea fazei T este mai negativă decît a celorlalte două faze de alimentare, aplicînd semnal de comandă pe porțile celor trei tiristoare, pot amorsa T_1 și T_2, deoarece tensiu-

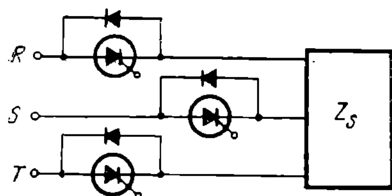


Fig. 9.35. Contactor static trifazat cu trei grupuri de tiristoare și diode în conexiune antiparalel.

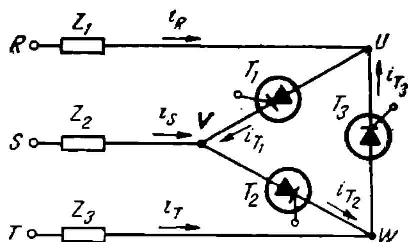


Fig. 9.36. Contactor static trifazat cu trei tiristoare conectate în triunghi.

Fig. 9.37. Formele de undă care intervin în funcționarea contactorului static din figura 9.36.

nile lor anod-catod sînt pozitive. Amorsarea lor se poate produce ori simultan, ori consecutiv.

Dacă tiristoarele T_1 și T_2 amorsează simultan, punctul de joncțiune V, dintre T_1 și T_2 devine punctul neutru al sarcinii, curentul fazei R trece prin tiristorul T_1, iar curentul fazei T prin tiristorul T_2.

Dacă tiristoarele amorsează consecutiv și dacă primul amorsează tiristorul T_2, neglijînd căderea de tensiune pe tiristorul T_2, tensiunea punctului V devine egală cu semisuma valorilor instantanee ale tensiunilor fazelor S și T. Cum această tensiune este mai mică decît valoarea instantanee a tensiunii fazei R, rezultă că tensiunea anod-catod a tiristorului T_1 este pozitivă în acest moment, deci și tiristorul T_1 va amorsa. Astfel prin tiristoarele T_1 și T_2 se realizează conectarea celor trei impedanțe de sarcină într-un punct comun V, care devine punctul neutru al sarcinii.

În orice moment, dintre cele trei tiristoare pot conduce numai două, căci suma căderilor de tensiune pe două tiristoare în conducție polarizează în sens invers pe cel de-al treilea tiristor. Fiecare dintre tiristoare se menține în conducție cît timp curentul din fazele la care este conectat, are sensul în care acest tiristor permite trecerea curentului.

În figura 9.37 s-a considerat cazul în care sarcina trifazată este rezistivă și simetrică, deci curenții de linie sînt în fază cu tensiunile de fază. Dedesubtul formelor de undă au fost reprezentate intervalele de timp în care, două cîte două tiristoare conduc curenții de linie. Se observă că, așa cum s-a precizat mai înainte, plecînd de la considerente de polarizare, în orice moment dat, conduc numai două tiristoare.

În intervalele de timp în care tiristoarele T_1 și T_2 conduc simultan punctul neutru al sarcinii este în V, atunci cînd T_2 și T_3 conduc simultan punctul neutru este în W, iar atunci cînd T_1 și T_3 conduc simultan punctul neutru este U.

Formele de undă ale curenților au fost construite ținînd seama de faptul că atunci cînd punctul neutru este în V curentul fazei R trece prin T_1, iar curentul fazei T prin T_2. Atunci cînd punctul neutru este în W curentul fazei S trece prin T_2 iar curentul fazei R prin T_3. Atunci cînd punctul neutru este în U curentul fazei S trece prin T_1 iar curentul fazei T prin T_3.

În cazul în care sarcina este complexă și simetrică, intervalele de conducție pentru cele trei tiristoare vor rezulta de asemenea egale, dar va exista un decalaj între curenții de linie și tensiunile de fază.

Din figura 9.37 se observă că fiecare tiristor conduce un interval de timp corespunzător unui unghi de 240°, deci mai mare decît o semialternanță a curentului de linie, ceea ce conduce la o solicitare mai mare a tiristoarelor din această schemă decît în cazul contactoarelor monofazate.

Valoarea efectivă a acestor pulsuri este :

$$I_{ef} = \frac{2}{2\pi}\sqrt{\int_0^{\frac{2\pi}{3}} 2I^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t)} = I\sqrt{\int_0^{\frac{2\pi}{3}} \frac{1-\cos 2\omega t}{\pi}\, d(\omega t)} =$$

$$= I\sqrt{\frac{2}{3}+\frac{\sqrt{3}}{4\pi}} = 0{,}898\, I, \qquad (9.31)$$

I fiind valoarea efectivă a curentului de sarcină.

Spre deosebire de contactoarele statice de curent alternativ, la contactoarele statice de curent continuu sînt necesare circuite speciale pentru stingerea tiristorului care a condus curentul; în schimb nu sînt necesare circuite speciale pentru comanda grilelor tiristoarelor.

Contactoare statice cu tiristoare cu circuit de stingere de tip RC. În figura 9.38, *a* este reprezentat un contactor static cu tiristoare la care pentru realizarea revenirii tiristorului principal T_1 se utilizează un condensator C şi un al doilea tiristor auxiliar T_2, de putere mult mai mică.

Aplicînd un impuls de comandă pozitiv pe poarta tiristorului principal, acesta intră în conducţie; tensiunea sursei de alimentare se aplică rezistenţei de sarcină R_1.

Tiristorul T_2 fiind blocat, condensatorul C, în serie cu rezistenţa R_2, apare în paralel pe rezistenţa de sarcină şi se încarcă cu o tensiune apropiată de valoarea E_A, cu polaritatea indicată în figură.

Dacă pe poarta tiristorului T_2 se aplică un impuls de comandă, acesta intră în conducţie, conectînd la masă armătura din dreapta a condensatorului C. În consecinţă, condensatorul apare conectat în paralel pe tiristorul principal, tensiunea lui polarizînd în sens invers acest tiristor, care va ieşi din conducţie. În această situaţie condensatorul C se încarcă de la sursa E_A prin rezistenţa R_1 şi tiristorul T_2 cu o tensiune de polaritate inversă decît cea indicată în figura 9.38, *a*, tensiunea finală fiind şi de această dată foarte apropiată de tensiunea sursei de alimentare.

La o nouă comandă a tiristorului T_1, acesta intră din nou în conducţie, condensatorul C apare legat în paralel pe tiristorul T_2, polarizîndu-l în sens invers şi determinînd revenirea lui. Astfel starea montajului revine în cea considerată iniţial.

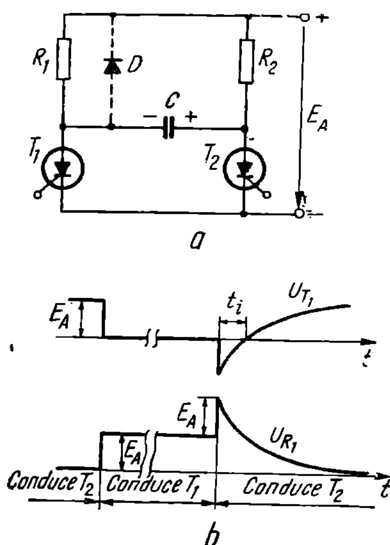


Fig. 9.38. Contactor static de curent continuu cu circuit de stingere de tip *RC*:
a — schema; *b* — formele de undă.

Se observă că acest contactor static realizează o funcţie corespunzătoare unui circuit basculant bistabil; puterile care se pot comanda sînt însă mult mai mari decît cele corespunzătoare circuitelor basculante bistabile realizate cu elemente clasice (tuburi cu vid, tranzistoare, ferite etc.). Acest circuit poate fi utilizat ca un distribuitor de putere între două sarcini care trebuie să funcţioneze în mod consecutiv.

Pentru a asigura blocarea tiristoarelor este necesar ca valoarea condensatorului C să fie suficient de mare astfel ca procesul de încărcare al condensatorului să aibă o durată suficient de lungă, asigurînd polarizarea inversă a tiristorului care se blochează pe un interval de timp cel puţin egal cu timpul de revenire t_q indicat în catalog.

Formele de undă ale tensiunilor pe tiristorul principal şi pe rezistenţa de sarcină sînt reprezentate în figura 9.38, *b*.

Se observă că pe rezistenţa de sarcină după comanda de blocare a tiristorului principal, apare o tensiunea tranzitorie de valoarea $2E_A$, ceea ce pentru anumite sarcini ar putea să fie supărătoare. În asemenea cazuri se indică folosirea contactorului static din figura 9.39.

Variaţiile rezistenţei de sarcină influenţează mărimea timpului de polarizare inversă. De aceea, dacă sînt de aşteptat variaţii ale rezistenţei de sarcină, determinarea valorii condensatorului trebuie făcută pentru cazul cel mai nefavorabil, corespunzător valorii minime a rezistenţei de sarcină.

Dioda *D* este necesară numai în cazul sarcinilor inductive pentru a preveni încărcarea rezonantă a condensatorului *C* ceea ce ar conduce, în timpul procesului de blocare al tiristorului T_1 la apariţia unei tensiuni pe condensatorul *C*, deci şi pe tiristorul T_1, de valoare mai mare decît tensiunea sursei de alimentare. Această tensiune ar putea reamorsa tiristorul T_1 după ce el a fost blocat prin comanda lui T_2 şi astfel ar conduce simultan ambele tiristoare, ceea ce reprezintă o stare de avarie pentru montaj.

Dacă inductanţa sarcinii este suficient de mare, după ce a avut loc comanda tiristorului T_2 care a produs blocarea tiristorului T_1, curentul de sarcină va circula prin condensatorul *C*. Se poate considera că pe durata scurtă a intervalului de polarizare inversă a tiristorului valoarea acestui curent se menţine constantă la valoarea avută înainte.

Contactoare statice cu tiristoare cu circuit de stingere LC. Aceste contactoare seamănă mult cu chopperele de putere cu stingere forţată.

Contactorul cu circuit *LC* conectat între tiristoare (fig. 9.39) prezintă, faţă de contactorul *RC*, avantajul că tensiunea maximă pe tiristoare este abia cu puţin mai mare decît *E*, nu 2*E*.

Cînd T_1 conduce, *C* se încarcă prin R_2, *L* şi T_1, la tensiunea *E*. Cînd este amorsat T_2, *C* se descarcă rezonant prin *L*, T_2, T_1, stinge pe T_1, apoi con-

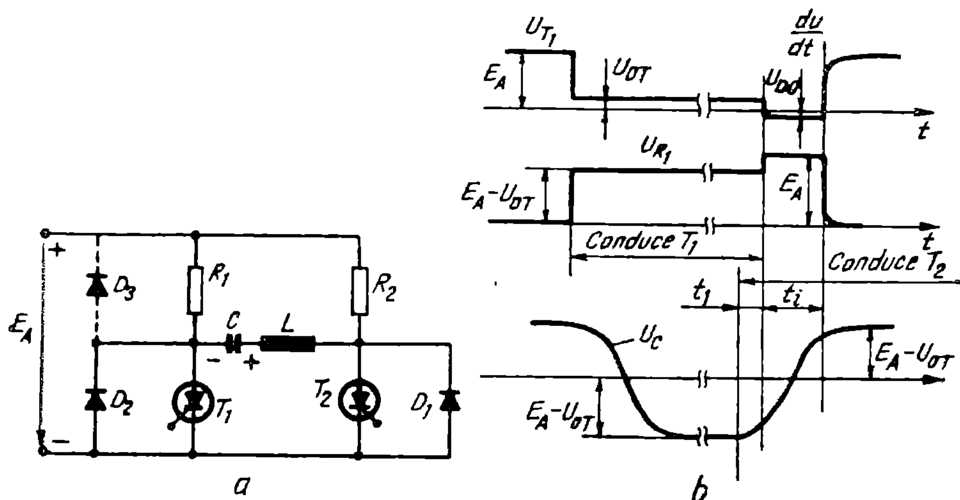


Fig. 9.39. Contactor static de curent continuu cu tiristoare, cu circuit de stingere *LC* conectat între tiristoare:

***a* — schema; *b* — formele de undă.**

tinuă procesul rezonant prin L, T_2, D_1 pînă la încărcarea C la tensiunea E, cu polaritate opusă celei inițiale. Datorită creșterii lente a curentului prin circuitul rezonant, T_1 se stinge la un interval de timp t_1, după amorsarea T_2, adică în momentul în care curentul prin C și L egalează curentul de sarcină și îl preia deci în întregime. C trebuie să aibă o valoare suficient de mare pentru asta. L și C trebuie să aibă, de asemenea, valori suficient de mari pentru ca perioada oscilației să fie deajuns de mare încît să fie asigurat timpul de polarizare inversă a tiristorului t_i. Calculînd, se obțin valorile lui L și C funcție de k — raportul între curentul maxim prin circuitul oscilant și curentul de sarcină :

$$k = \frac{I_M}{I_1} = \frac{E}{I_1}\sqrt{\frac{C}{L}} = R_1\sqrt{\frac{R}{L}} \tag{9.32}$$

$$L = \frac{t_i}{k}\cdot\frac{E}{I_1}\left(\frac{1}{\pi - 2\arcsin\frac{1}{k}}\right); \tag{9.33}$$

$$C = kt_i\cdot\frac{I_1}{E}\left(\frac{1}{\pi - 2\arcsin\frac{1}{k}}\right). \tag{9.34}$$

O valoare mai mare a lui k permite asigurarea mai ușoară a timpului de polarizare inversă, dar necesită tiristoare și diode de putere mai mare. Există un grad de libertate în alegerea lui L și C, ceea ce permite o alegere optimă pentru a micșora costul și gabaritul circuitului. Practic valorile optime pentru k sînt cuprinse între 3 și 8.

BIBLIOGRAFIE

1. Damachi, E., Dănilă, Th., Tunsoiu, A. Electronică Industrială. Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1969.
2. Constantin, P., Bîrcă-Gălățeanu Șerban ș.a. Electronică Industrială (pentru subingineri). Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
3. Piringer, R. ș.a. Dispozitive electronice. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
4. Gray, P., Searle, C. Bazele electronicii moderne (traducere după ediția americană). Editura tehnică, București, 1973.
5. Săvescu, M. ș.a. Circuite electronice vol. I, II și III. Editura tehnică, București, 1967 și 1969.
6. Seguier, G. L'electronique de puissance. Dunod, Paris-Bruxelles-Montreal, 1974.
7. Ramshaw, R. Power Electronics. Thyristor Controlled Power for Electric Motors. Chapman and Hall, London, 1973.
8. SCR Applications Handbook. Edited by R.G. Hoft. International rectifier, 1974.
9. SCR Manual, fifth edition, General Electric, 1972.
10. Lecorguillier, J. Les vannes electroniques a electrodes de declanchement et leur applications. Dunod, Paris, 1966.
11. Handbook of Semiconductor Electronics, edited by Hunter P. Lloyd ediția a 3-a, N.-York, Mc. Graw Hill Book Campany.
12. Gentry, F. ș. a. Semiconductor Controlled Rectifiers. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1964.
13. Barna, A. Amplificatoare operaționale, traducere din literatura americană. Editura tehnică, București, 1974.
14. Constantin, P., Radu, O. Tranzistoare unijoncțiune. Aplicații. Editura tehnică, București, 1976.
15. Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme. Vol. I și II. Editura tehnică, București, 1963—1964.
16. Dan, J. și Moseanu, A. Redresoare cu semiconductoare. Editura tehnică, București, 1975.
17. Salters, G. A High-Power DC-AC Invertor with Sinusoidal Output. În Electronic Engineering, sept. 1961, p. 586—591.
18. Maxim, G. Dispozitive electronice vol. I și II. Litografia IPI, Facultatea Electrotehnică, Iași, 1975—76.
19. Vătășescu, A. ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare. Editura tehnică, București, 1975.

20. Diode şi tiristoare. Catalog IPRS—Băneasa. Bucureşti, 1976—77.
21. Rivkin, G. A. Preobrazovatelnîe ustroistva. Energhia, Moskva, 1970.
22. Kaganov, I. L. Promîşlennaia elektronika. Vîsşaia şkola, Moskva, 1968.
23. Cătuneanu, V., Iancu, O. şi Drăgulinescu, M. Materiale şi componente electronice. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1972.
24. Vătăşescu, A. ş. a. Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare. Editura tehnică, Bucureşti, 1971.
25. Dr. Komarik, Y. Nem linearis aramkorok. Curs litografiat. Universitatea Tehnică, Budapesta, 1965.
26. Ristea, I., Bodea, M. Tranzistoare cu efect de cîmp. Editura tehnică, Bucureşti, 1972.
27. Leonard Strauss. Wave Generation and shaping. Second Edition Mc. Graw Hill Book Company, 1970.
28. Morris, R. L., Miller, I. L., Proiectarea cu circuite integrate TTL. Editura tehnică, Bucureşti, 1974.
29. Bulucea, C. ş. a. Circuite integrate liniare. Editura tehnică, Bucureşti, 1975.
30. * * * Applications of High Level Logic — SGS-ATES Handbook, 1976.
31. Jerald. G. Graeme. Applications of Operational Amplifiers. Mc. Graw-Hill, Book Company, 1973.
32. Vazaca, C. Încălzirea prin inducţie în joasă şi înaltă frecvenţă. Editura Academiei, Bucureşti, 1956.
33. Titz, G. Curs de mutatoare. IPB, facultatea electrotehnică, 1977.
34. Manea, A., Scărlătescu, M. Aparate electronice pentru protecţia muncii. Ed. tehnică, Bucureşti, 1976.

Coli de tipar 19,750 ; B.T. 03,10.1979 ;
Format 16/70×100 ;
hîrtie S.I.A. 70×100/49 ;
Tiraj 14 000+90 leg. 1/1 ;
Apărut 1979.

I. P. „Oltenia" Craiova
Str. M. Viteazul, nr. 4
Republica Socialistă România
Plan 5861/184/1979.

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1979

Lei 15,80